Arbeitsprogramm der Projekt-Gruppe N.T.

Zur Entwicklung eines Hochgeschwindigkeitsflugzeugs, das bei einer Geschwindigkeit von 2000-4000 km/h und einer Flugzeit von 3-5 Std. in 100 km Höhe bei einer Nutzlast von 1000-2000 kg eine Reichweite von 11 000 km besitzt, wird eine Entwurfgruppe gebildet, die nach wissenschaftlichen Gesichtspunkten Grundlagen- und Zweckforschung für das Projekt betreibt.

Sie gliedert sich in folgende Arbeitsgruppen:

A) Wissenschaftliche Abteilung.

I. Gruppe: Theoretische Aerodynamik.

Untergruppe: 1. Stabilität
2. Flugmechanik
3. Flugeigenschaften
4. Versuchsanlagen

II. Gruppe: Theorie des Triebwerks:

Untergruppe: 1. Triebwerksgestaltung
2. Treibstoff
3. Werkstoffe

III. Gruppe: Statik:

Untergruppe: 1. Festigkeitsrechnungen
2. Konstruktionsentwicklung

IV. Gruppe: Schwingungen.

V. Gruppe: Höhenphysik und Flugmedizin

Untergruppe: 1. Atmosphäre
2. Strahlung
3. Medizin

VI. Gruppe: Bibliothek.

B) Konstruktions Abteilung.

I. Gruppe: Flugwerk.

Untergruppe: 1. Tragwerk
2. Rumpf (Überdruckkabinen)
3. Steuerung
4. Ausrüstung (Meßgeräte)
5. Fahrwerk
6. Sicherheitsmaßnahmen

II. Gruppe: Wissenschaftliche Forschungseinrichtungen.

C) Verwaltungs Abteilung.

Als erstes Arbeitsprogramm für diese Gruppen ist vorgesehen:

a) Gruppe: Theoretische Aerodynamik.

I. Unterschall.

1. Entwicklung von Schnellflugprofilen für kleine Übergeschwindigkeiten zur Erzielung hoher unterkritischer Machzahlen. Ebenes Problem.

2. Einfluß der Streckung auf die kritische Machzahl.

3. Aufstellung von Rechenschemen zur raschen Durchführung von Druckverteilungsrechnungen an Profilen mit Einfluß der Streckung.

4. Entwicklung des Strömungsfeldes (Betrag und Richtung der Geschwindigkeiten) im Außenraum von Schnellflugprofilen für Tragflügel endlicher Streckung einschließlich Kompressibilitätseinfluß.

5. Die Berechnung der Übergeschwindigkeiten und kritischen Machzahlen beim positiv und negativ gefeilten Tragflügel großer und kleiner Streckung endlicher Dicke.

6. Berechnung des Auftriebs-, Widerstands- und Längsmoments im kritischen Machzahlbereich.

7. Verbesserung der bisher bekannten Methoden zur Berechnung des Kompressibilitätseinflusses. (Prandtl - Busemann - Göthert'sche Regel).

8. Stabilitätsrechnungen. Ermittlung der Neutralpunkt-Lage.

9. Formgebung und Druckverteilung von Ringkörpern wie Einlauf- und Fang-Diffusoren von Turbinen-Luftstrahltriebwerken.

10. Ruderwirksamkeit bei hohen Machzahlen. Ruder- und Leitwerksgestaltung.

11. Entwürfe von Hochgeschwindigkeitsflugzeugen.

12. Flugleistungsrechnungen.

13. Flugmechanik und Flugeigenschaften bei hohen Machzahlen.

14. Das Problem des schiebenden Flügels mit Kompressibilitätseinfluß.

15. Einfluß der Reynolds-Zahl (Grenzschicht) auf die kritische Machzahl.

II. Überschall.

Sinngemäße Bearbeitung der Punkte 1. bis 15.

16. Berechnung von Maßnahmen, den Wellenwiderstand bei Überschallgeschwindigkeit für vorgegebene Machzahlen ($M > 1$) möglichst klein zu halten.

b) Gruppe: Theorie des Triebwerks.

I. Triebwerksgestaltung.

1. Analyse vorhandener Triebwerke und ihrer Elemente nach α) Wirkungsgrad, β) maximall auftretender Temperatur (Kompressor-Engine), γ) Brennstoffaufwand (Gewicht).
2. Thermodynamische Untersuchung und Entwicklung neuer motorischer Arbeitsverfahren.
3. Bestimmung der optimalen Flughöhe, Fluggeschwindigkeit und Flugbahn.
4. Entwicklung von Kühlleistungs-Kühlern.
5. Gasturbinen in Triebwerken.
6. Gasschleusungen.
7. Regelungsfragen.

II. Treibstoff.

1. Systematische Zusammenstellung der charakteristischen Daten vorhandener Treibstoffe.
2. Versuch der Aufstellung einer Skala zwischen den Extremen Brennstoff-Pulver.
3. Vertiefung der theoretischen Erforschung der physikalisch-chemisch-thermodynamischen Erscheinungen im Grenzgebiet zwischen der Treibstoffchemie und der inneren Ballistik.
4. Berechnung des Klimas im Triebwerk.
5. Richtung von Treibstofftypen in Zusammenarbeit mit dem Triebwerkskonstrukteur, dem Werkstofffachmann und dem Treibstoffchemiker.
6. Planung von experimentellen Versuchsarbeiten.

III. Werkstoffe.

1. Zusammenstellung der für das vorliegende Projekt in Frage kommenden Konstruktionsbaustoffe und ihre Festigkeitseigenschaften.

2. Zusammenstellung der hitzebeständigen Werkstoffe:
   α) Metallische } Werkstoffe
   β) Keramische }
   γ) Kritische Betrachtung dieser Werkstoffe mit Bezug auf das vorliegende Projekt.

3. Entwicklung hoch-hitzebeständiger Werkstoffe:
   α) Ermittlung der physikalisch-chemischen Bedingungen, unter denen die Werkstoffe im vorliegenden Projekt eingesetzt werden.
   β) Entwicklung metall-keramischer Werkstoffe, welche geeignet sind, den chemischen Angriffen der Abgase bei hohen Temperaturen standzuhalten.

4. Praktische Festigkeitsuntersuchungen an den zur Verwendung gelangenden Werkstoffen.

c) Gruppe: Statik.

1. Festigkeitsfragen der Statik am
   α) Flugwerk
   β) Leitwerk
   γ) Fahrwerk
   δ) Höhenkammer
   ε) Triebwerkseinbau
   im Hinblick auf die besonderen Beanspruchungen des vorliegenden Projektes (Landung, Böen, Stöße, Schwingungen)

d) Gruppe: Schwingungen.

1. Berechnung der kritischen Fluggeschwindigkeit.
2. Flatterrechnungen mit mehreren Freiheitsgraden.

e) Gruppe: Höhenphysik und Flugmedizin.

1. Darstellung der Atmosphäre nach Temperatur, Dichte und Luftzusammensetzung.
2. Strahlungsforschung für große Höhen.
3. Flugmedizinische Probleme für den Höhenflug.

f) Gruppe: Bibliothek.

1. Wissenschaftliches Berichtswesen.
2. Übersetzungen.

g) Gruppe: Flugwerk.

1. Bauelementenforschung im Hinblick auf
   α) Raumausnutzung
   β) Gewicht
   γ) Materialverarbeitung und -Verformung.
2. Triebwerkseinbau in Flügel und Rumpf mit Berücksichtigung des Kühlers.
3. Entwicklung von Überdruckkabine mit besonderer Berücksichtigung:
   α) des Klimas
   β) der Strahlung und Temperatur.
4. Steuerungsentwicklung mit besonderer Berücksichtigung der Temperatur-Unterschiede.
5. Ausrüstung:
   α) Flugüberwachungsgeräte
   β) Triebwerksüberwachungsgeräte
   γ) Sondergeräte (Meßtechnik).
6. Fragen zu Start und Landung.
7. Fragen der Rettung aus der 100 km-Zone.

h) Gruppe: Wissenschaftliche Forschungseinrichtungen.

1. Konstruktion eines Überschallkanals für Machzahlen M = 5.
2. Versuchsstand für Strahltriebwerke im Überschallkanal.
3. Meßgeräte für den Überschallflug.

Next 6 Page(s) In Document Exempt

Berlin-Karlshorst, den 3.2.1948.
Dönhoffstrasse 9

Aktennotiz.

Es wurden folgende Änderungsmaßnahmen besprochen:

1.) Das Gerät soll gekürzt werden auf eine Lauflänge s = 100 m/m
Daraus ergeben sich folgende Änderungen:

Maximale Laufgeschwindigkeit der Schlitten in x- und y - Richtung

$\frac{da_x}{dt} = 5$ mm/sec

$\frac{da_y}{dt} = 5$ mm/sec

Maximale Weglängen

$a_x = 15$ mm

$a_y = 15$ mm

2.) Die Anordnung der Schlitten bleibt grundsätzlich so wie bereits projiziert.

Um die genügende Annäherung des Schlitten-Drehpunktes an den Spiegel-Drehpunkt zu gewährleisten, ohne sich konstruktive Beschränkungen aufzuerlegen, wird ein gedachter Drehpunkt verwandt. Der Spiegel sitzt unterhalb der Apparatur, der Stangenmittelpunkt liegt in einer Gabelkonstruktion. Die Endbegrenzung wird durch einen Schalter bewirkt. Der Drehpunkt des Spiegels soll ungefähr in der Tischebene liegen, da die gesamte Länge der Optik (Joergens) im ausgefahrenen Zustand eine Baulänge von etwa 700 mm aufweist. Über die Abmessungen der Filmapparatur sind alle Daten hier bekannt.

3.) Bezüglich des Längsantriebes des Schlittens (in z-Achse) wurde beschlossen, ein Getriebekasten zu verwenden, an dem der 25 Watt-Motor und zwei Selsine angeschlossen werden. Das Geschwindigkeitsverhältnis von Motor zur Hauptantriebswelle des Schlittens in z-Richtung soll etwa 1 : 3 sein. Die Selsine soll mit annähernd gleicher Drehzahl wie die Hauptwelle laufen. Ein Selsine-Modell schickt Dr.H. umgehend an Herrn Oxen.

4.) Zum Antrieb für die Drehrichtung wurde folgende Lösung gewählt:
Der Antriebsmotor treibt ein Schneckenrad. Diese Schnecke treibt zwei Räder, deren Rotationsebenen um 90° versetzt sind. Jedes dieser Schneckenräder treibt ein Ritzel an. Das eine Ritzel treibt die Trommel der Spiegelapparatur, das andere den Drehmechanismus für die Optik an. Für den Antrieb der Optik wird dasselbe Rad verwandt, wie für die Trommel vorgesehen ist. Die Verbindung zwischen Landschaftsprojektor und Spiegelapparatur erfolgt entweder durch Seil oder Kette, wobei der Kettenlösung der Vorzug zu geben ist.

5.) Für die Spiegelapparatur wird ein Extra-Tisch gebaut. Dieser soll möglichst dieselbe Plattenhöhe haben wieder Schalttisch, obwohl diese Forderung keine technische Bedingung darstellt.

gez: Dr.Hilgers.

[illegible] Antriebsregler.

Der Antriebsregler 1.00.2[illegible] 10-2.01.00 ist bis auf die Ausführung der gleiche wie der Antriebsregler [illegible] 1.00. Die Schaltung des Antriebsreglers 1.00. [illegible] ist aus dem Stromlaufplan (Blatt 1) zu ersehen. Die einzelnen Bauelemente sind aus der Stückliste Blatt [illegible] zu entnehmen.

3. Wirkungsweise.

a) Allgemeines.

Beschreibung

Der Antriebsregler ist [illegible] Impulsgeber. Durch eine [illegible] leisanordnung wird die [illegible] Ankerspannung für den [illegible] Motorantrieb [illegible] Antriebsreglers 1.00.2[illegible] 10-2.01.00 [illegible] Impulsfolge ist von der [illegible] Gleichspannung abhängig. Die Impulshöhe bleibt im ganzen Regelbereich annähernd konstant, dagegen ändert sich die Impulsbreite proportional der Eingangsregelspannung. Im Mittelstellungsbereich liegt eine Meßspannung an [illegible] Motor und somit [illegible] von der Impulsbreite und von der Impulsfolge abhängig. Das Grundmoment wird dadurch nicht geschwächt, [illegible] jeder Impuls liegt die [illegible] Ankerspannung an [illegible] Motor.

b) Regelvorgang.

Wird an die Steuerspule des Relais R1 [illegible] Mittelstellung eine Regelspannung gelegt, [illegible] mit wachsender Spannung [illegible] in der Steuerspule an. Hat der Strom den Ansprechwert des Relais erreicht, so schaltet der Polwendeanker [illegible] nach der Umschaltung, von der Mittelstellung auf [illegible] Kontakt [illegible] dabei wird [illegible] Stromkreis [illegible] die Hilfsrelais R[illegible] [illegible] Hilfsrelais, [illegible] mit [illegible] Transistoren [illegible] und [illegible] Gleichspannung [illegible] wird das [illegible] Gleichspannung [illegible]

A. Aufbau des Antriebsreglers.

Der Antriebsregler 1.00.Pg 10-2.01.00 ist bis auf die Schaltung der gleiche wie der Antriebsregler 1.08-2.00.00. Die Schaltung des Antriebsreglers 1.00. Pg 10-2.01.00 ist aus dem Stromlaufplan (Blatt 1) zu ersehen. Die einzelnen Bauelemente sind aus der Stückliste Blatt 2 zu entnehmen.

B. Wirkungsweise.

a) Allgemeines.

Der Antriebsregler ist ein Impulsgeber. Durch eine Relaisanordnung wird die volle Ankerspannung für den Gestellantriebsmotor impulsweise gegeben. Die Impulsfolge ist von der Größe der angelegten Eingangsregelspannung abhängig. Die Impulshöhe bleibt im ganzen Regelbereich angenähert konstant, dagegen ändert sich die Impulsbreite proportional der Eingangsregelspannung. Im Mittelwert liegt eine kleinere Ankerspannung am Gestellantriebsmotor und somit ist die Drehzahl von der Impulsbreite und von der Impulsfolge abhängig. Das Drehmoment wird dabei nicht geschwächt, denn bei jedem Impuls liegt die volle Ankerspannung am Gestellantriebsmotor.

b) Regelvorgang.

Wird an die Steuerspule des polarisierten Relais RP mit Mittelstellung eine Regelspannung gelegt, dann steigt mit wachsender Spannung und damit proportional der Strom in der Steuerspule an. Hat der Strom den Umschaltwert des Relais erreicht, so schaltet der Relaisanker A, je nach der Stromrichtung, von der Mittelstellung auf Kontakt Z bzw. Kontakt T um. Dabei wird ein zweiter Stromkreis, der über die Hilfsrelais RH 1 bzw. RH 2 führt, geschaltet. Das betreffende Hilfsrelais, z.B. RH 1, legt mit seinen Schaltkontakten rh_1^{I*} und rh_1^{II} über zwei Drosseln den Anker des Gestellantriebsmotors an die 24 V Gleichspannung. Gleichzeitig wird die Kompensationswicklung, der prallel ein Kondensator geschaltet ist, an die 24 V-Gleichspannung gelegt.

Die Spannung am Kondensator steigt und damit proportional der Strom in der Kompensationswicklung nach einer Exponentialfunktion an. Durch einen Vorwiderstand Wx kann die Zeitkonstante und der Maximalwert des Stromes verändert werden. (Siehe Stromlaufplan Blatt 1).

Ist der Strom in der Kompensationswicklung soweit angestiegen, dass die Erregung bis auf die Abfallerregung des polarisierten Relais RP kompensiert ist, dann fällt der Relaisanker A ab, das Hilfsrelais RH 1 wird stromlos, der Motoranker wird abgeschaltet und kurzgeschlossen. Der Kondensator entlädt sich und der Strom in der Kompensationswicklung nimmt nach einer Exponentialfunktion ab.
Ist der Strom in der Kompensationswicklung soweit abgefallen, dass die Erregung bis auf die Anzugserregung des polarisierten Relais RP kompensiert ist, dann zieht der Relaisanker A wieder an und beginnt von neuem.
Die geschilderten Vorgänge sind auf Blatt 2 graphisch dargestellt. Der Stromverlauf in der Kompensationswicklung bei eingeschaltetem Motoranker ist durch die Gleichung

$$J_1 = \frac{E}{R_1+R_2} \left(1-e^{-\lambda_1 t}\right)$$

und bei kurzgeschlossenem Motoranker durch die Gleichung

$$J_2 = \frac{E}{R_1+R_2} e^{-\lambda_2 t}$$

gegeben.

Die für den Steuervorgang wichtigen Umschaltzeiten t_1 und t_2 sind durch je zwei parallele Geraden gekennzeichnet und durch die Schnittpunkte der Kurven J_1 und J_2 gegeben.
Setzt man den Maximalstrom in der Kompensationswicklung = 1 und den Maximalstrom in der Steuerwicklung auch gleich 1, so erkennt man, dass mit zunehmendem Steuerstrom das Umschaltzeitverhältnis $t_1 : t_2$ sich ändert.

Mit zunehmenden Steuerstrom in der Steuerwicklung werden die beiden Geraden im gleichen Abstand parallel zur Abszisse nach oben verschoben. Durch diese Verschiebung wird der Anstieg der Kurve J_1 langsamer, während der Abfall der Kurve J_2 an Steilheit zunimmt.

Wird der Steuerstrom in der Steuerentwicklung - 1, so kann der Kompensationsstrom nicht mehr zur Wirkung kommen. Der Relaisanker bleibt am Kontakt liegen und der Motor bekommt dauernd die volle Ankerspannung. (Siehe grphische Kurvendarstellung Blatt 2).
Die Regelwirkung beruht lediglich auf der Änderung der Umschaltzeitverhältnisse t_1 : t_2. Auf Blatt 4 ist die Impulszahl in Abhängigkeit vom Steuerstrom - 1 dargestellt. Die errechneten Werte der Impulse liegen etwas höher als die, die der praktische Versuch gezeigt hat. Das ist darauf zurückzuführen, weil bei der Berechnung der Kompensationsströme J_1 und J_2 die Induktivität nicht berücksichtigt worden ist und die Schaltzeit der Hilfsrelais RH_1 bzw. RH_2 von 12 msec zu gering angenommen wurde.

c) **Messergebnisse**

Der Strom in der Kompensationswicklung des Relais [illegible] wurde mit einem Schleifenoszillographen gemessen (siehe Blatt 5 und 6). Die Aufnahmen zeigen Anstieg und Abfall des Kompensationsstromes bis zu den Umschaltpunkten des Relaisankers A.
Das Oszillogramm I, Blatt zeigt bei kleinem Steuerstrom ein schnelles Ansteigen des Kompensationsstromes bi zum Umschaltpunkt des Relaisankers A, während der Abfall des Kompensationsstromes langsam erfolgt.

Mit zunehmendem Steuerstrom (Oszillogramme II - V) wird der Anstieg des Kompensationsstromes verlangsamt, während der Abfall des Kompensationsstromes rascher erfolgt. Die aus den Aufnahmen entnommenen Werte t_1 und t_2 stimmen mit dem theoretischen Werte t_1 und t_2 gut überein.

Auf Blatt 7 u. 8 sind die Impulsströme bei eingeschaltetem Motoranker bei verschiedenen Strömen in der Steuerspule der Relais RP mit dem Schleifenoszillographen aufgenommen worden, wobei bedeutet:

$\angle$ t_1 = Impulsdauer
Δ t_2 = Schaltpause
Δ t_3 = Schaltzeit des Hilfsrelais
Δ t_4 = Generatorimpuls bei kurzgeschlossenem Anker.

Auf Blatt 9 ist die Impulszahl in Abhängigkeit vom Steuerstrom graphisch dargestellt worden. Die Übereinstimmung mit der theoretischen Darstellung auf Blatt 4 ist annähernd gleich.

Auf Blatt 10 ist die Drehzahl an der Ausgangsachse des Gestellantriebsmotors in Abhängigkeit vom Strom in der Steuerspule des Relais RP dargestellt. Der Drehzahlverlauf nimmt fast einen linearen Charakter an und genügt den gestellten Anforderungen.

Dann ist

Berechnung der Kompensationsströme

$R_1 = 2000$ Ohm

$R_2 = 1700$ Ohm

$C = 60$ µF

$E = J_2 \cdot R_2 + J_1 \cdot R_1$

$u_C = J_1 \cdot R_1$ $\quad u_C = \frac{1}{C} Q$

$J_2 = J_1 + J_3$ $\quad \frac{du_C}{dt} = \frac{1}{C} \cdot J_3$

$$\frac{1}{C} \cdot J_3 = \frac{dJ_1}{dt} \cdot R_1 \; ; \quad J_2 = J_1 + R_1 \cdot C \frac{dJ_1}{dt}$$

$$E = \left(J_1 + R_1 C \frac{dJ_1}{dt}\right) R_2 + J_1 \cdot R_1$$

$$J_1 (R_1 + R_2) + \frac{dJ_1}{dt} C \cdot R_1 \cdot R_2 = E$$

$$J_1 + \underbrace{\frac{dJ_1}{dt}}_{J_1'} \underbrace{C \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}}_{A} = \underbrace{\frac{E}{R_1 + R_2}}_{B}$$

$$J_1 + J_1' A = B$$

$$J_1 = a e^{\alpha t} + b \; ; \quad J' = a \alpha e^{\alpha t}$$

$$a \cdot e^{\alpha t} + b + A (a \alpha e^{\alpha t}) = B$$

Setzt man $b = B = \frac{E}{R_1 + R_2}$

dann ist

$$a e^{\alpha t} + A (a \alpha e^{\alpha t}) = 0$$

oder

$$a e^{\alpha t} (1 + A \alpha) = 0$$

$$\alpha = -\frac{1}{A} = -\frac{1}{\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} C}$$

$$J_1 = a e^{\alpha t} + b = a e^{\alpha t} + \frac{E}{R_1 + R_2}$$

Annahme: C sei ungeladen. Für die Zeit t = 0 wird auch

$J_1 = 0$; dann ist

$$J_1 = 0 = a + \frac{E}{R_1 + R_2}$$

und

$$a = -\frac{E}{R_1 + R_2}$$

$$J_1 = a e^{\alpha t} + b = -\frac{E}{R_1 + R_2} e^{\alpha t} + \frac{E}{R_1 + R_2}$$

oder

$$J_1 = \frac{E}{R_1 + R_2} (1 - e^{\alpha t})$$

Diese Gleichung gilt für die Aufladung des Kondensators von Spannung 0 beginnend. Dies ist jedoch steuertechnisch ohne Bedeutung, da dieser Fall lediglich beim ersten Einschalten eintritt.

Das Umschalten des Relaiskontaktes erfolgt in dem Augenblick, in dem die Spannung am Kondensator und damit proportional der Strom in der Kompensationswicklung R_1 soweit angesteigen ist, bis die Erregung auf die Abfallerregung kompensiert ist.

Die Spannung E wird abgeschaltet und durch den Kontakt r_1 die Kompensationswicklung R_1 und der Widerstand R_2 kurzgeschlossen.

Der Kondensator entlädt sich, d.h. die Spannung am Kondensator C fällt und damit proportional der Strom in der Kompensationswicklung J_2.

Für A = 0 wird der Abfallstrom J_2 in der Kompensationswicklung R_1

$$J_2 + J_2' A = 0$$

gesetzt.

$$J_2 = a e^{\alpha t} + b \; ; \quad J_2' = a \alpha e^{\alpha t}$$

$$a e^{\alpha t} + b + A \alpha e^{\alpha t} = 0$$

Ist b = 0, dann wird:

$$a e^{\alpha t} + A a \alpha e^{\alpha t} = 0$$

oder

$$a \cdot e^{\lambda t} (1 + A \lambda) = 0$$

und

$$\lambda = -\frac{1}{A} = -\frac{1}{\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} C}$$

$$J_2 = a \cdot e^{\lambda t}$$

Für die Zeit t = 0; wird:

$$J_2 = a = \frac{E}{R_1 + R_2}$$

und der Abfallstrom

$$J_2 = \frac{E}{R_1 + R_2} \cdot e^{\lambda t}$$

Diese Gleichung gilt für die Entladung des Kondensators.

Das Umschalten des Relaisankers erfolgt in dem Augenblick, in dem die Spannung am Kondensator und damit proportional der Strom in der Kompensationswicklung soweit abgefallen ist, bis die Erregung auf die Anzugserregung kompensiert ist und der Vorgang von neuem beginnt.

Ausrechnung der Kompensationsströme J_1 und J_2

$$A = -\frac{1}{T} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad C = \frac{2 \cdot 10^3 \cdot 1{,}7 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^3 + 1{,}7 \cdot 10^3} \cdot 60 \cdot 10^{-6} = 0{,}0552$$

t	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,1	0,15	0,2	0,25
$\frac{1}{T}t$	0,181	0,363	0,545	0,727	0,91	1,81	2,72	3,63	4,54
$J_1 = 1-e^{-\frac{t}{T}}$	0,128	0,285	0,425	0,518	0,593	0,835	0,933	0,973	0,989
$J_2 = e^{-\frac{t}{T}}$	0,872	0,715	0,575	0,482	0,407	0,165	0,067	0,027	0,011

Berechnung von Δt_1 und Δt_2

$$\gamma_1 = 1 - e^{-\alpha t_1}$$

$$\gamma_1 + \Delta\gamma = 1 - e^{-\alpha (t_1 + \Delta t_1)}$$

$$\Delta\gamma = -e^{-\alpha (t_1 + \Delta t_1)} + e^{-\alpha t_1}$$

$$\Delta\gamma = e^{-\alpha t_1} (1 - e^{-\alpha \Delta t_1})$$

$$\Delta\gamma = (1 - \gamma_1)(1 - e^{-\alpha \Delta t_1})$$

$$1 - \frac{\Delta\gamma}{1 - \gamma_1} = e^{-\alpha \Delta t_1}$$

$$\Delta t_1 = -\frac{1}{\alpha} \ln \frac{1 - (\gamma_1 + \Delta\gamma)}{1 - \gamma_1}$$

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\alpha} \ln \frac{1 - \gamma_1}{1 - (\gamma_1 + \Delta\gamma)}$$

$$\gamma_2 = \gamma_1 + \Delta\gamma$$

$$\gamma_2 = \gamma_2 = (\gamma_1 + \Delta\gamma) e^{-\alpha t_2}$$

$$\gamma_2 = (1 + \Delta\gamma) e^{-\alpha t_2}$$

$$\frac{\Delta\gamma_2}{\gamma_1 + \Delta\gamma} = 1 - e^{-\alpha t_2}$$

$$\Delta t_2 = -\frac{1}{\alpha} \ln \left(1 - \frac{\Delta\gamma_2}{\gamma_1 + \Delta\gamma}\right)$$

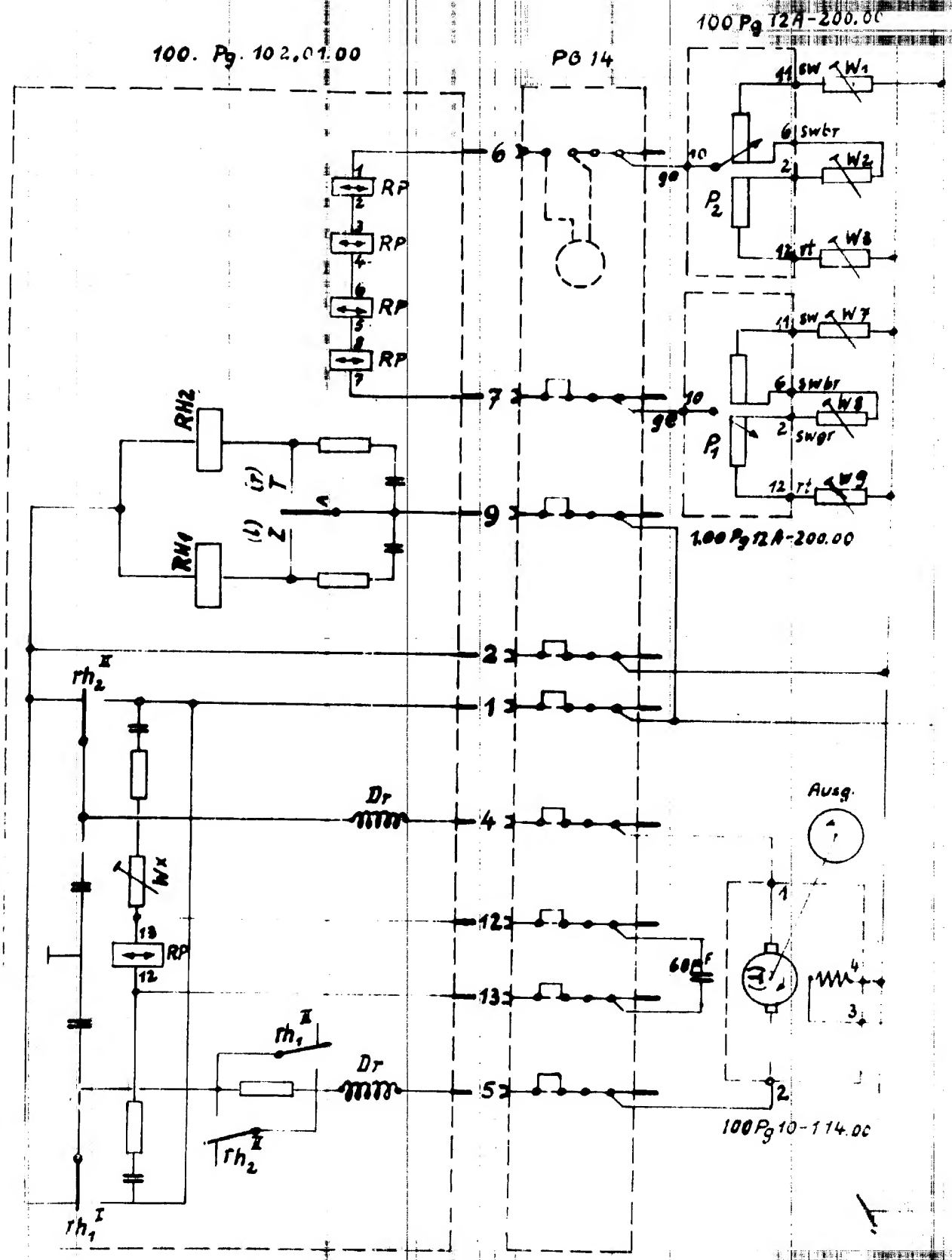
$$\Delta t_2 = \frac{1}{\alpha} \ln \frac{\gamma_1 + \Delta\gamma}{\gamma_1}$$

Ausrechnung von Δt_1 und Δt_2

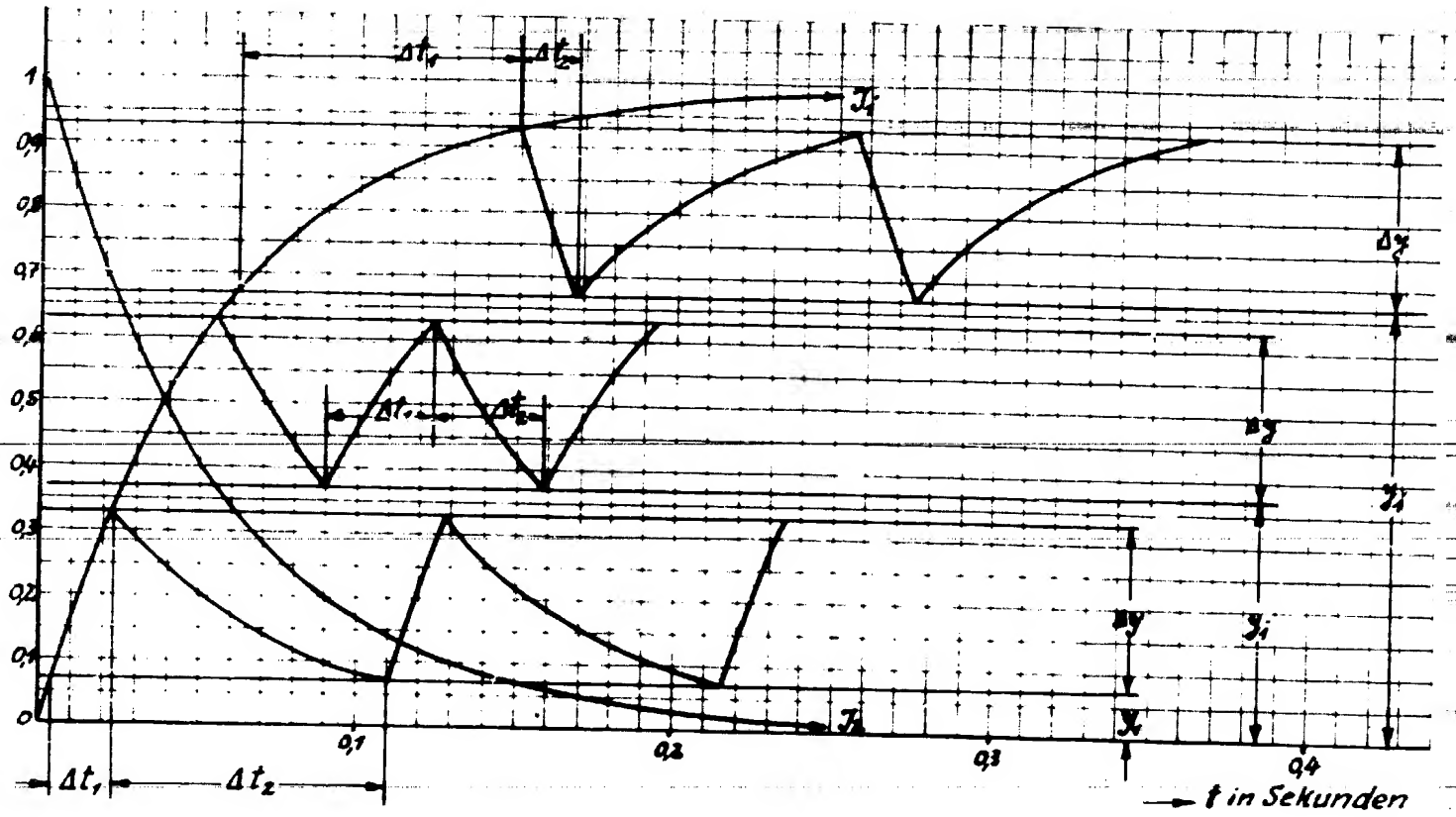
Δt = 0,2 + Schaltzeit des Hilfsrelais BH_1 = 0,06 = konst.

Δt = 0,2 + 0,06 = 0,26

φ 1	Δt_1	Δt_2	$\Delta t_1 + \Delta t_2$	$\frac{1}{\Delta t_1 + \Delta t_2}$
0,1	0,0188	0,0706	0,0894	11,17
0,2	0,0216	0,0459	0,0675	14,8
0,3	0,0256	0,0343	0,0599	16,7
0,4	0,0311	0,0275	0,0586	17,1
0,5	0,0405	0,0230	0,0635	15,75
0,6	0,0579	0,0198	0,0777	12,85
0,7	0,0811	0,0173	0,1283	7,8



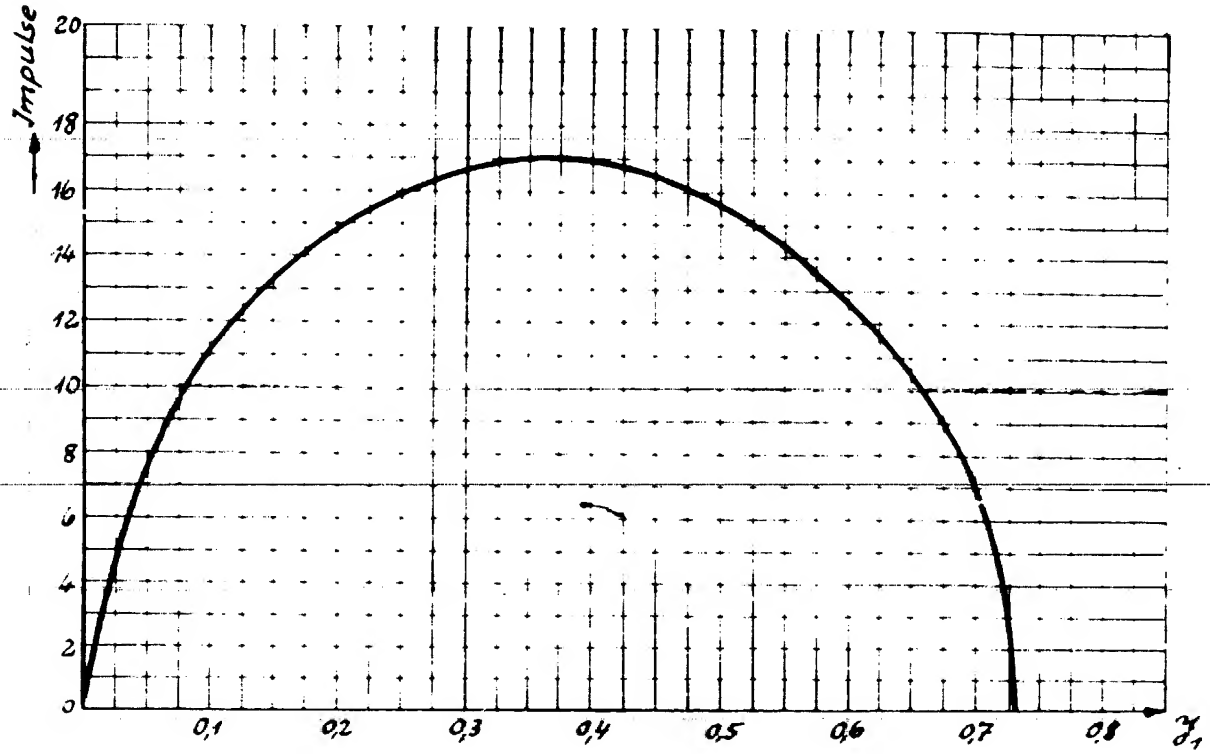
Blatt 1



Δt_1 = Abfallzeit polar. Relais RP + Hilfsrelais = konst.

Δt_2 = Anzugszeit polar. Relais RP = abhängig vom Steuerstrom + Schaltzeit des Hilfsrelais RH = konst.

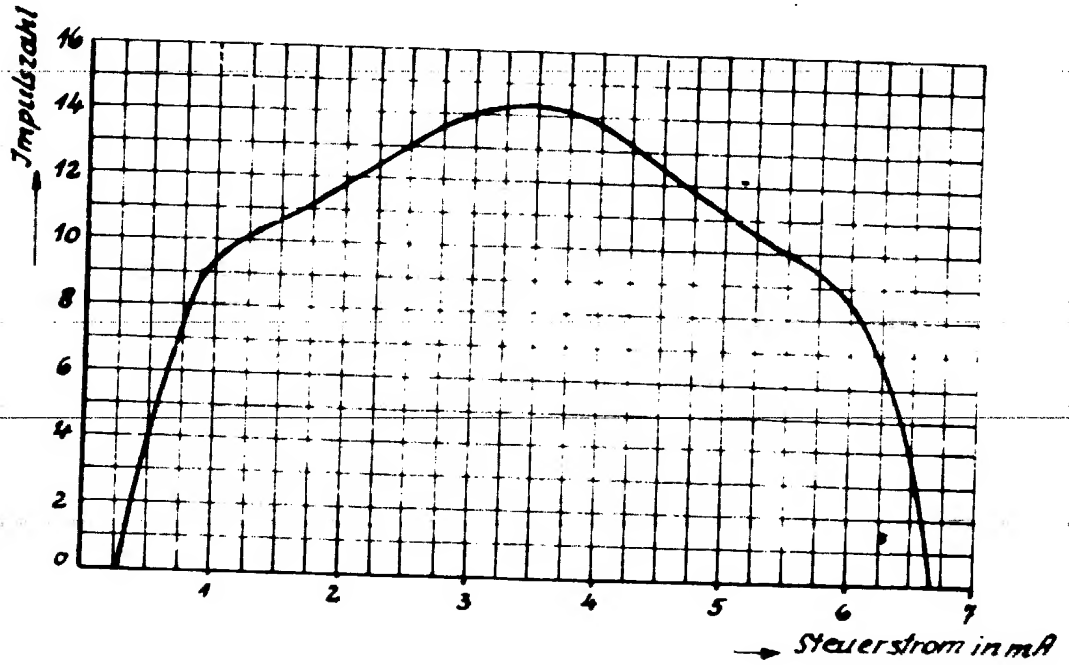
Blatt 2



Theoretische (errechnete) Frequenzkurve

Blatt 3

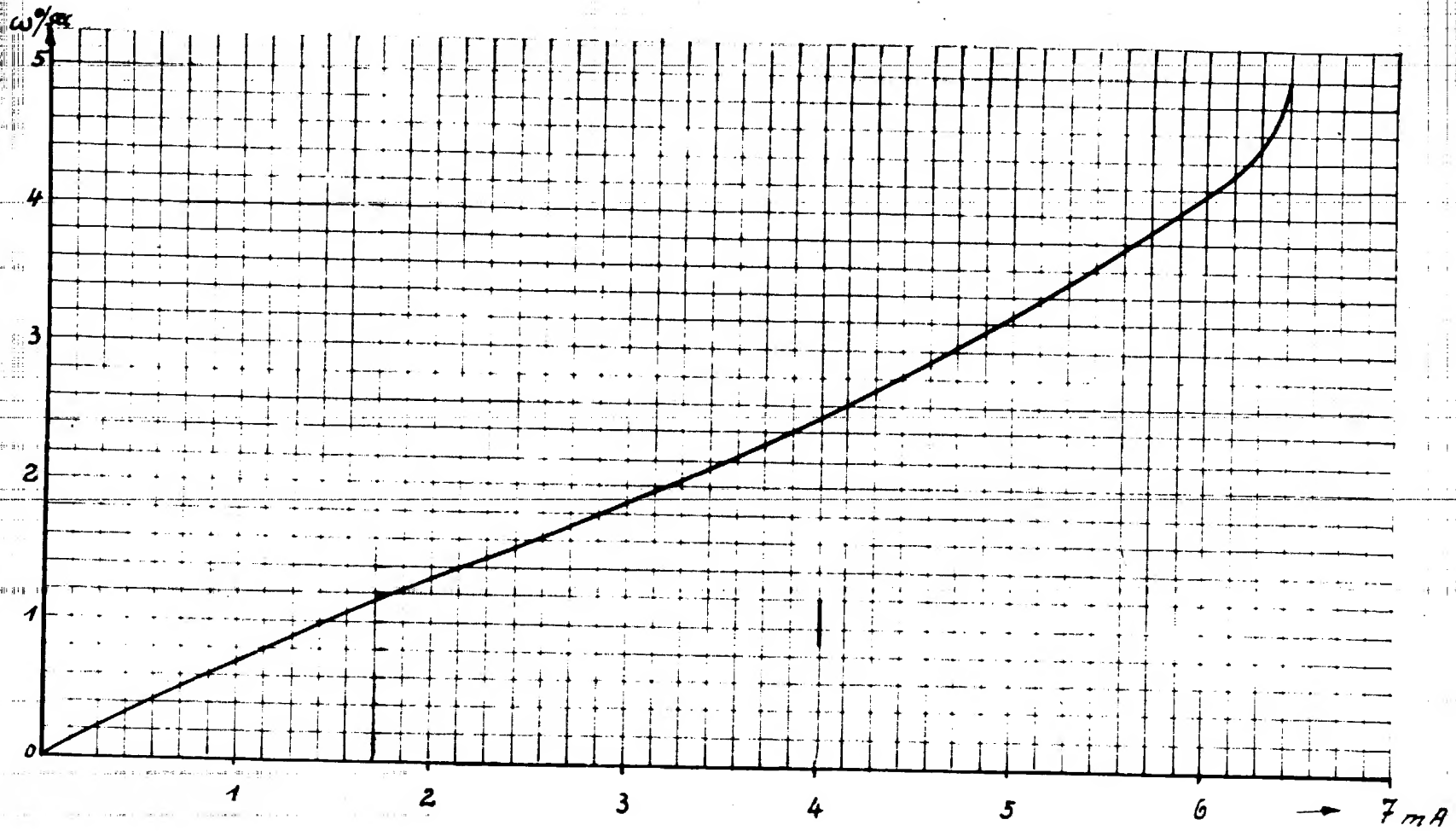
Approved For Release 2001/12/05 : CIA-RDP83-00415R005300090003-0



Durch Versuche ermittelte Frequenzkurve

Blatt 4

Approved For Release 2001/12/05 : CIA-RDP83-00415R005300090003-0

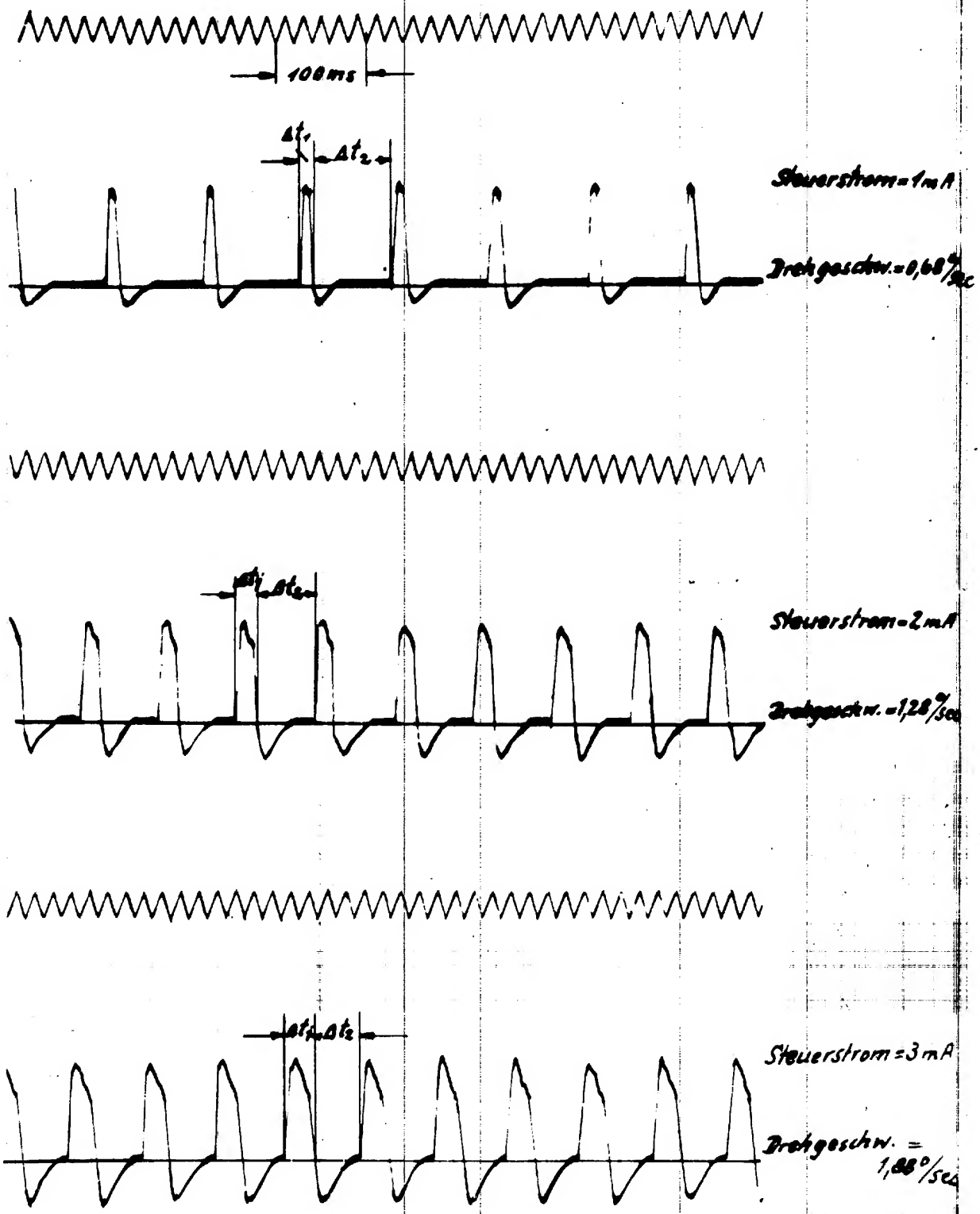


Motordrehzahl in Abhängigkeit vom Steuerstrom

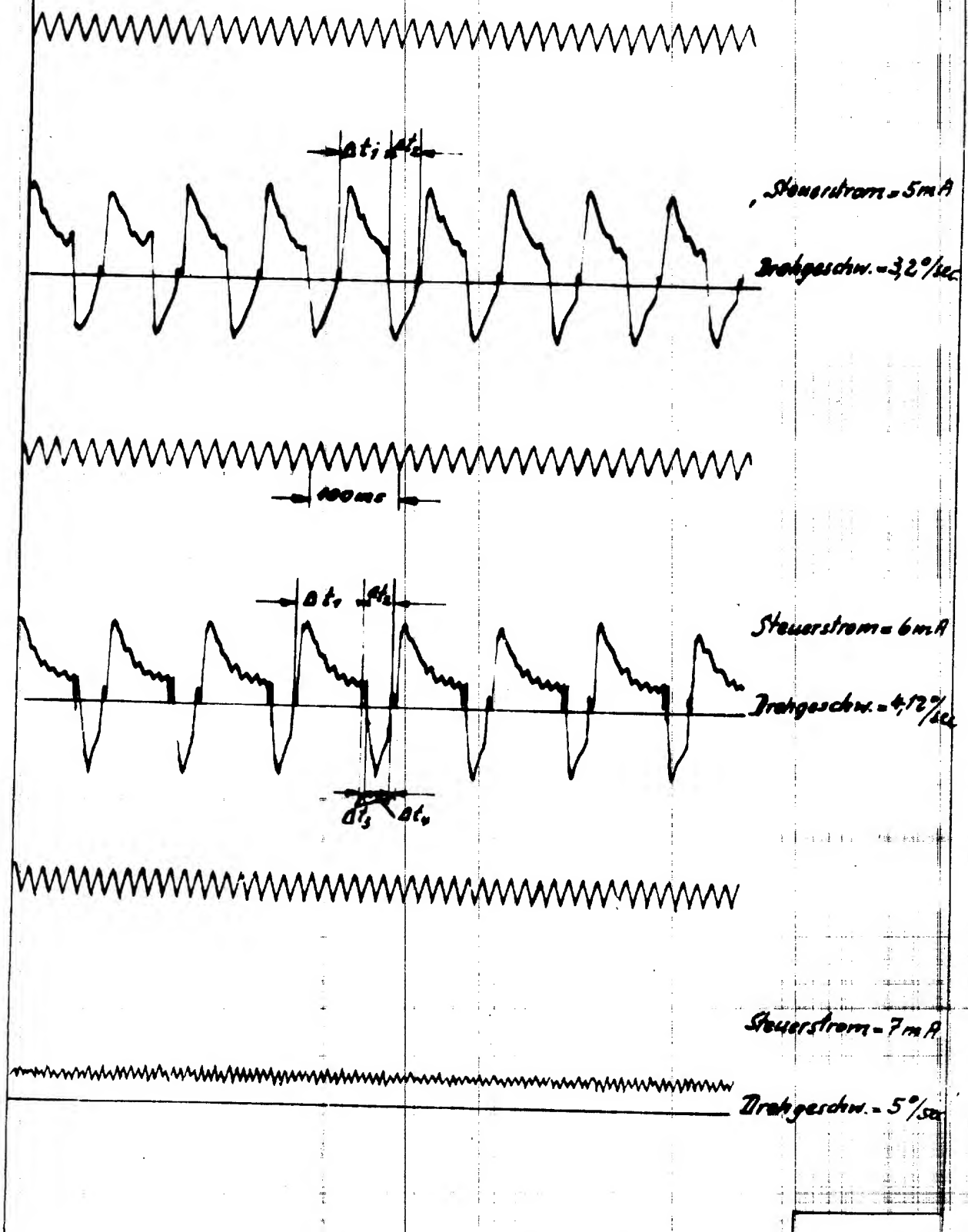
Blatt 5

Approved For Release 2001/12/05 : CIA-RDP83-00415R005300090003-0

Impulsabgabe des Antriebreglers an den Motoranker



Impulsabgabe des Antriebreglers an den Motoranker



Magnetische Verstärker für die Mess- und [illegible]

[redacted].

ABSTRACT *) Nach einem geschichtlichen Überblick über die Entwicklung der auf magnetischer Grundlage beruhenden, mit gleichstromvormagnetisierten Drosselspulen arbeitenden sogenannten Verstärker, die vielfach auch Eisenverstärker genannt werden, wird über besondere Ausführungsarten magnetischer Verstärker berichtet, die in der Mess- und Regeltechnik als Relais, Messverstärker und Nullstrom-Verstärker benutzt werden können. Die bei der praktischen Anwendung derartiger Verstärker in Betracht kommenden Einflussgrössen (Spannungs-, Frequenz- und Kollenformeinflüsse, Temperatur- und Fremdfeldeinflüsse, Einfluss einer im Steuerstrom enthaltenen Wechselstromkomponente) werden zusammengestellt. Die äusserliche Ausführung der magnetischen Nullstromverstärker wird kurz beschrieben.

E I N L E I T U N G

Die sogenannten m a g n e t i s c h e n V e r s t ä r k e r, die vielfach auch E i s e n v e r s t ä r k e r genannt werden, beruhen auf der in der Elektrotechnik für verschiedenartige Zwecke ausgenutzten Erscheinung, dass die Induktivität einer wechselstromdurchflossenen Drosselspule mit Eisenkern, auf die eine Gleichstrommagnetisierung zusätzlich einwirkt (gleichstromvormagnetisierte Drosselspule) /1/[1]), von der Stärke des diese Gleichstrommagnetisierung hervorrufenden Stromes gesetzmässig abhängig ist. Eine derartige Drosselspule stellt einen Induktiven Widerstand dar, dessen Grösse durch einen rein elektrischen Eingriff, nämlich durch die Gleichstromvormagnetisierung der Eisenkerne, innerhalb bestimmter Grenzen stetig verändert werden kann. Durch Anwenden besonderer Schaltungsanordnungen mit entsprechend bemessenen gleichstromvormagnetisierten Drosselspulen ist es möglich, mit verhältnismässig schwachen Gleichströmen bedeutend stärkere Wechselströme gesetzmässig zu verändern und so diese eine eine Verstärkerwirkung zu erreichen. Hierbei ist der V e r s t ä r k u n g s f a k t o r definiert durch das Verhältnis zwischen der dem Stromverbraucher, z.B. Glühlampe, Relais oder Messgerät, zugeführten Ausgangsleistung und der Stärke des Steuergleichstromes und den Widerstandsänderungen sich ergebenden Eingangsleistung.

Diese Art [redacted] magnetischen [redacted] kleiner Ströme und Spannungen bietet die wertvolle Möglichkeit, einerseits die durch Einführen der Elektronenröhre in die Mess- und Regeltechnik gebrachten Vorteile mit Ersatz der intermittierend arbeitenden Verfahren durch stetige beizubehalten, andererseits aber die mit Verstärkerröhren auf manchen Anwendungsgebieten verbundenen Unannehmlichkeiten, wie begrenzte Lebensdauer der Röhren, Nachteile der Röhren bei rauhen Betriebsverhältnissen, Schwierigkeiten beim Verstärken kleiner Gleichspannungen, zu vermeiden. Die magnetischen Verstärker, die rein electrisch, also ohne irgendwelche mechanisch bewegten Teile, geräuschlos arbeiten, keinerlei Abnutzung unterworfen sind und sich somit durch besondere Zuverlässigkeit und Betriebssicherheit auszeichnen, dürften daher für die Mess- und Regeltechnik eine grosse Bedeutung erlangen.

Die bei den magnetischen Verstärkern angewendeten G r u n d s c h a l t u n g e n entsprechen im wesentlichen den mit mehreren gleichstromvormagnetisierten Drosselspulen arbeitenden Anordnungen, die J. ERSTRIN /2/, J.M.A. JOLY /3/, G. VALLAURI /4/ und andere /5/ als statischen Frequenzwandler, E. MEAG /6/, K. ROTTSIEPER /7/, V. KRÄMER /8/ und H. RITZ /9/ zum Messen starker Gleichströme und F.F.W. ALEXANDERSON /10/, L. KÜHN /11/, L. MANDELSTAM und N. PAPALEXI /12/ zur Modulation von Hochfrequenzströmen benutzt haben. Ch. THOMAS/13/ hat schon im Jahre 1928 einen insbesondere zur Temperaturregelung mit Thermoelementen oder Widerstandsthermometern geeigneten, vom Netzstromnetz gespeisten magnetischen Verstärker beschrieben, dessen Verstärkungsfaktor 12.000 ist. Im Jahre 1935 berichten [illegible] und O. SCHWUTZ /14/ über eine Stromrichtersteuerung mit Thermoelementen und magnetischem Verstärker, der die Leistungsverstärkung 40[illegible] ergab. In Amerika hat sich besonders [illegible] /15/ mit dem Bau von magnetischen Verstärkern für Steuervorrichtungen beschäftigt und im Jahre 1937 über hochempfindliche mehrstufige magnetische Verstärker berichtet, die bereits bei einer Eingangsleistung von etwa 1 Mikrowatt ansprechen und die Verstärkungsfaktoren 10^{6} (viergestufig) bzw. 10^{7} (fünfstufig) besitzen. Weiterhin hat G. HABIPE /1/ in seinem im Jahre 1937 veröffentlichten zusammenfassenden Bericht darauf hingewiesen, bei der [illegible] vormagnetisierten Drosselspule [illegible] und Einzelanordnungen möglich sind, die hohe Verstärkungen

teren ergeben. Ferner hat G. KEINATH /16/ schon im Jahre 1933 auf die Bedeutung der neuzeitlichen Nickeleisenlegierungen, z.B. Mumetall, Permalloy, Werkstoff 1040, für die Messung von Gleichströmen mit vormagnetisierten Drosselspulen hingewiesen und zahlreiche Kennlinien wiedergegeben, die auch für den Bau magnetischer Verstärker, bei denen es sich um geringe Gleichstromstärken handelt, eine wertvolle Grundlage darstellen.

Im folgenden wird über besondere A u s f ü h r u n g s a r t e n von magnetischen Verstärkern berichtet, die in der Mess- und Regeltechnik als Relais, Messverstärker und Nullstromverstärker benutzt werden können. Die bei der praktischen Anwendung derartiger Verstärker in Betrachten kommenden Einflussgrössen, wie Spannung, Frequenz und Kollenform, Temperatur und Fremdfeldeinflüsse, werden zusammengestellt. Die bauliche Ausführung der magnetischen Nullstromverstärker wird kurz beschrieben.

---

*) Vgl. W. G e y g e r , Grundlagen der magnetischen Verstärker für die Mess- und Regeltechnik, Wiss. Veröff. Siemens-Werk.19 (1940) H. 3, S. 4.

1) Die Zahlen in eckigen Klammern / / beziehen sich auf das Schriftumsverzeichnis am Schluss des Aufsatzes.

RELAIS UND REGLER TRANSISTOR

1. Als kontaktfreies Relais wirkender magnetischer Verstärker.

Der magnetische Verstärker ermöglicht, durch Ein- und Ausschalten oder durch Verändern eines der Steuerwicklung zugeführten Eingangsstromes einen bedeutend stärkeren Ausgangsstrom gesetzmässig zu beeinflussen; er kann also als Relais benutzt werden, das rein elektrisch, d.h. ohne irgendwelche mechanisch bewegten Teile arbeitet /17/.

Bei der in Bild 1 dargestellten, auf dem Prinzip der rückgekoppelten Drosselspule /18/ beruhenden Schaltungsanordnung sind die beiden übereinstimmend bemessenen wechselstromseitig in gleichem Sinne und gleichstromseitig in entgegengesetztem Sinne hintereinandergeschalteten eisengeschlossenen Drosselspulen L_1, L_2, die auch zu einer Dreischenkeldrossel zusammengezogen werden können, als stetig regelbarer Vorwiderstand mit der Bürde R_B (Stromverbraucher) und mit einem Gleichrichter G (Kupferoxydul- oder Selen-Trockengleichrichter in Brückenschaltung hintereinandergeschaltet und an die Wechselspannung U angeschlossen, die über einen Isoliertransformator T dem Wechselstromnetz entnommen wird. Der vom Gleichrichter G abgegebene Gleichstrom, der dem in den Wechselstromwicklungen der Drosselspulen L_1, L_2 fliessenden Wechselstrom I_B proportional ist, durchfliesst die in entgegengesetztem Sinne hintereinandergeschalteten und mit einem Nebenwiderstand R_N versehenen Rückkopplungswicklungen der Drosselspulen L_1, L_2. Der Wechselstrom I_B, der vom Gleichrichter G gleichgerichtet wird und als Gleichstrom I_G selbst vormagnetisierend wirkt, ändert sich bezüglich seiner Grösse und Phasenlage mit der Stärke des den Gleichstrom- (Steuer) Wicklungen der Drosselspulen L_1, L_2 zugeführten Gleich- (Steuer-) Stromes I_S, weil die Wechselstrominduktivität bzw. der magnetische Widerstand der Eisenkerne von L_1 und L_2 von der durch die Gleichströme I_S und I_G hervorgerufenen Gleichstrommagnetisierung gesetzmässig abhängig ist. Wenn die beiden übereinstimmend bemessenen Wechselstromwicklungen gleichsinnig hintereinandergeschaltet und die beiden ebenfalls übereinstimmend bemessenen Gleichstromwicklungen (Steuer- bzw. Rückkopplungswicklungen

gegenseitig in Reihe geschaltet sind, so haben sich die Grundwellen und die ungeradzahligen Oberwellen der an den beiden Wechselstromwicklungen wirksamen Teilspannungen in der gegensinnigen Reihenschaltung der Steuer- bzw. Rückkopplungswicklungen auf.

Bezeichnet $L = L_1 + L_2$ die gesamte Induktivität der in dieser Weise geschalteten gleichstromvormagnetisierten Drosselspulen und R den gesamten Wirkwiderstand des diese Drosselspulen, die Bürde R_B und den Gleichrichter G enthaltenden Wechselstromkreises, so gilt bei sinusförmigem Verlauf der Spannung U und des Stromes I_B bei der Kreisfrequenz ω:

$$I_B = \frac{U}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}, \quad tg\,(U, I_B) = \frac{L}{R}$$

Für den Fall, dass R sehr klein ist im Vergleich zu L, wird $I_B = U/\omega L$, wobei ωL eine Funktion von I_B ist. Wenn nun die an die Bürde R_B abgegebene Leistung $I^2_B R_B$ einen grösseren Wert annimmt als die in den Gleichstromsteuerwicklungen (Gesamtwiderstand R_S) verbrauchte Leistung $I^2_S R_S$, dann ist, abgesehen von dem Unterschied in der Stromart, eine Verstärkerwirkung vorhanden, und der Verstärkungsfaktor läßt sich durch den Ausdruck $(I^2_B R_B) : I^2_S R_S)$ definieren.

L_1, L_2	gleichstromvormagnetisierte Drosselspulen
R_B	Bürde
G	Kupferoxydul- oder Selen-Trockengleichrichter
R_N	Nebenwiderstand
T	Isoliertransformator
U	Wechselspannung
I_S	Eingangsstrom
I_B	Ausgangsstrom

Bild 1.

Grundschaltung eines als kontaktfreies Relais wirkenden magnetischen Verstärkers.

Bild 2.

Ausgangsstrom I_B in Abhängigkeit vom Eingangsstrom I_S für verschiedene Werte der Betriebsspannung U, wobei das Verhältnis zwischen dem Rückkopplungs-Gleichstrom I_G und dem Ausgangs-Wechselstrom I_B konstant ist.

Bild 2 zeigt den Ausgangsstrom I_B in Abhängigkeit vom Eingangsstrom I_S für verschiedene Werte der Betriebsspannung U, wobei das für die Stärke der Rückkopplungswirkung massgebende Verhältnis zwischen dem die Rückkopplungswicklungen durchfliessenden Gleichstrom I_G und dem in den Wechselstromwicklungen fliessenden Ausgangsstrom I_B konstant ist. In Bild 3 ist I_B als Funktion von I_S für verschiedene mit dem Nebenwiderstand R_N eingestellte Werte des Verhältnisses I_G/I_B bei konstanter Betriebsspannung U dargestellt. Der Verlauf der Kennlinie $I_B = f(I_S)$ ist von der Richtung des Eingangsstromes I_S abhängig. Wenn $I_S = 0$ ist, hat I_B eine bestimmte, von den Abmessungen und magnetischen Eigenschaften der Drosselspulen L_1, L_2, von der Höhe der Betriebsspannung U und von dem Stromverhältnis I_G/I_B abhängige Grösse, die Ruhestrom genannt werden soll. Bei positiven Werten von I_S (die Ströme I_S und I_G wirken in gleichem Sinne auf die Gleichstromvormagnetisierung) nimmt I_B mit I_S in starkem Masse zu (steil verlaufende Kennlinie), während bei negativen Werten von I_S (die Ströme I_S und I_G wirken in entgegengesetztem Sinne auf die Gleichstromvormagnetisierung) der Strom I_B zunächst bis zu einem Mindestwert abnimmt und dann in schwachem Masse wieder zunimmt (flache, fast waagerecht verlaufende Kennlinie). Der unsymmetrische Verlauf der Kennlinie $I_B = f(I_S)$ ergibt eine richtungsabhängige Arbeitsweise dieses magnetischen Verstärkers.

führt (A[illegible]
Hilfsstrom I_H bringen [illegible]
die übrigen Wicklungen mit [illegible]
[illegible] der zum [illegible]
Gleichrichter G_H, Vorwiderstand R_V [illegible]
[illegible] für I_H, von den [illegible]
Wicklungen an den [illegible]
[illegible]

Bild 3.

Ausgangsstrom I_B in Abhängigkeit vom Eingangsstrom I_S für verschiedene Werte des Stromverhältnisses I_G/I_B bei konstanter Betriebsspannung U.

Bei der Schaltungsanordnung nach Bild 1 ist, wie aus Bild 3 hervorgeht, mit einer Steigerung der Rückkopplungswirkung (Kennlinien-Steilheit) bzw. des Verstärkungsfaktors ein Vergrössern des bei $I_S = 0$ vorhandenen Ruhestromes verbunden, der aus praktischen Gründen eine bestimmte Grösse, z.B. 10 mA, nicht überschreiten soll. Während bei der Anordnung nach Bild 1 ein Verkleinern des Ruhestromes nur durch ein entsprechendes Vermindern des Verstärkungsfaktors erreichbar ist, kann bei den in Bild 4 und 5 dargestellten Schaltungen der Ruhestrom unter Beibehalten eines bestimmten Verstärkungsfaktors bzw. einer bestimmten Kennlinien-Steilheit nach Bedarf verkleinert und auf verhältnismässig kleine Werte gebracht werden. Dies wird dadurch erreicht, dass in den Drosselspulen L_1, L_2 durch einen Hilfsgleichstrom I_H eine zusätzliche Gleichstromsmagnetisierung hervorgerufen wird, die der von dem Rückkopplungsgleichstrom I_G erzeugten Gleichstromsmagnetisierung entgegenwirkt. Der Hilfsstrom I_H wird einer zweiten, über einen Vorwiderstand R_V an die Sekundärwicklung des Isolationstransformators T angeschlossenen Gleichrichter G_H entnommen und über einen Vorwiderstand R_H den Steuerwicklungen hintereinandergeschalteten Hilfswicklungen (Bild 5) zugeführt, die Kompensationswicklungen genannt werden. Während bei der Schaltung in Bild 4 der Hilfsstrom I_H und der Steuerstrom I_S in einer gemeinsamen Wicklungsgruppe, in den Steuerwicklungen, unmittelbar überlagert werden (Stromüberlagerung), werden bei der Schaltung in Bild 5 die Ströme I_S und I_H zwei voneinanderunabhängigen, aber miteinander magnetisch verketteten Wicklungsgruppen, den Steuer- und Kompensationswicklungen, zur

führt (Amperewindungsüberlagerung). Getrennte Wicklungen für den Hilfsstrom I_H bringen einen bestimmten Verlust an Wickelraum für die übrigen Wicklungen mit sich, haben aber den Vorzug, dass das Messen der zum Herabsetzen des Ruhestromes dienenden Teile, wie Gleichrichter G_H, Vorwiderstände R_V, R_H und Kompensationswicklungen für I_H von den Abmessungen bzw. von der Anpassung der Steuerwicklungen an den Widerstand des den Steuerstrom I_S führenden Eingangsstromkreises vollständig unabhängig wird.

L_1, L_2	gleichstromvormagnetisierte Drosselspulen
R_B	Bürde
G_1	Kupferoxydul- oder Selen-Trockengleichrichter
R_N	Nebenwiderstand
T	Isoliertransformator
G_V	Kupferoxydul-
V	Rückwärtsspannung
I_S	Eingangsstrom
I_B	Ausgangsstrom
I_R	Rückkopplungs-Gleichstrom
I_H	Hilfsgleichstrom zur Verkleinerung des bei $I_S = 0$ vorhandenen Ruhestromes I_B
G_H	Kupferoxydul- oder Selen-Trockengleichrichter, dem der Hilfsstrom I_H entnommen wird.
R_V und R_H	Vorwiderstände des Gleichrichters G_H.

Bild 4. Grundschaltung nach Bild 1, bei der zwecks Verkleinerung des bei $I_S = 0$ vorhandenen Ruhestromes I_B ein konstanter Hilfsgleichstrom I_H den Steuerwicklungen der Drosselspulen zugeführt wird.

L_1, L_2	gleichstromvormagnetisierte Drosselspulen
R_B	Bürde
G	Kupferoxydul- oder Selen-Trockengleichrichter
R_N	Nebenwiderstand
T	Isoliertransformator
U	Wechselspannung
I_E	Eingangsstrom
I_B	Ausgangsstrom
I_G	Rückkopplungs-Gleichstrom
I_H	Hilfsgleichstrom zum Verkleinern des bei $I_E = 0$ vorhandenen Ruhestromes I_B
G_H	Kupferoxydul- oder Selen-Trockengleichrichter, dem der Hilfsstrom I_H entnommen wird

R_V und R_H Vorwiderstände des Gleichrichters G_H.

Bild 5. Grundschaltung nach Bild 1, bei der zwecks Verkleinerungs des bei $I_E = 0$ vorhandenen Ruhestromes I_B ein konstanter Hilfsgleichstrom I_H den zusätzlichen Kompensationswicklungen zugeführt wird.

Bild 6. Kennlinien $I_B = f(I_E)$ für den ersten Fall, dass ohne Hilfsstrom I_H gearbeitet wird (Ruhestrom = 45 mA), und für den zweiten Fall, dass der Ruhestrom durch Anwenden eines entsprechend bemessenen Hilfsstromes I_H auf 10 mA oder 5 mA herabgesetzt wurde.

In Bild 6 sind die Kennlinien $I_B = f(I_S)$ für die Fälle dargestellt, dass ohne Hilfsstrom I_H gearbeitet wird (Ruhestrom 45 mA) bzw. dass der Ruhestrom durch Anwenden eines entsprechend bemessenen Hilfsstroms I_H auf 10 mA oder auf 5 mA herabgesetzt worden ist.

Die gleichstromvormagnetisierte Drosselspule ist besonders in ähnlichen Schriften mit der gittergesteuerten Elektronenröhre verglichen worden /19/, wobei 1. die an der Drosselspule wirksame Wechselspannung (U) und die Anodenspannung an der Röhre, 2. der in der Drosselspule fliessende Wechselstrom (I_B) und der Anodenstrom der Röhre und 3. der Steuergleichstrom (I_S) und die Gitterspannung der Röhre vergleichsweise einander entsprechen. Somit entspricht der zum Herabsetzen des Ruhestromes bzw. zum Verlagern der Kennlinie dienende Hilfsstrom (I_H) der Gittervorspannung der Röhre, mit der bekanntlich ein Verlagern der Kennlinie herbeigeführt werden kann.
Bei den Anordnungen nach Bild 1, 4 und 5 ist der Ausgangsstrom I_B nicht nur vom Eingangsstrom I_S, sondern auch von der Spannung, Frequenz und Kurvenform der Wechselstromquelle sowie von Temperaturschwankungen und magnetischen Fremdfeldeinflüssen in bestimmtem Masse abhängig. Die Bilder 2,7, 8 und 9 zeigen den S p a n n u n g s e i n f l u s s (Spannungsänder ± 10 % der Nennspannung) und den F r e q u e n z e i n f l u s s (Frequenzänder ± 10 % der Nennfrequenz) bei den als kontaktfreies Relais wirkenden magnetischen Verstärkern nach Bild 1, 4 und 5. Ein K u r v e n f o r m - e i n f l u s s macht sich bei derartigen Schaltungen zunächst insofern bemerkbar, als die in der Wechselspannung U enthaltenen Oberwellen infolge der die Stärke der Oberwellen schwächenden Induktiven Wirkung der Drosselspulen in den Ausgangsstrom I_B in entsprechend verminderter Masse auftreten. Es zeigt sich beispielsweise, dass eine in der Wechselspannung enthaltene dritte Oberwelle im Betrage von 10 % der Grundwelle ein Ändern des Ausgangsstromes von etwa 2 % hervorruft. Bei den praktisch vorkommenden Kurvenformverzerrungen ist der Einfluss kleiner und beträgt nur etwa 0,5 bis 1 %.

Bild 10 zeigt die bei einer Anordnung nach Bild 5 gemessenen Kennlinien $I_B = f(I_S)$ für die Temperaturen 20° C und 40° C. Der Temperatur e i n f l u s s , der hauptsächlich durch die Temperaturabhängigkeit des in dem Rückkopplungsstromkreis liegenden Kupferoxydul- oder Selen-Trockengleichrichters G hervorgerufen wird, ist verhältnismässig gross, aber beim Verwenden dieses Verstärkers als Relais durchaus zulässig.

Bezüglich des F r e m d f e l d e i n f l u s s e s wurde festgestellt, dass bei einer Anordnung nach Bild 5 die durch ein magnetisches Gleichfeld von 5 Gauss bei ungünstiger räumlicher Lage für $I_S = 0$ hervorgerufene Änderung des Ausgangsstromes I_B etwa ± 0,1 mA, d.h. etwa ± 0,2 % des bei voller Aussteuerung fliessenden Ausgangsstromes (50 mA) beträgt, und dass weiterhin der durch ein magnetisches Wechselfeld von 5 Gauss bei ungünstigerer Phasenlage für $I_S = 0$ hervorgerufene Ausgangsstrom I_B etwa ± 0,5 mA, d.h. etwa ± 1 % des bei voller Aussteuerung fliessenden Ausgangsstromes (50 mA) beträgt. Der Fremdfeldeinfluss hält sich also in erträglichen Grenzen, eine besondere magnetische Abschirmung ist nicht erforderlich. Der Einfluss einer im Steuerstrom enthaltenen W e c h s e l s t r o m k o m p o n e n t e ist gering und kann durch Parallelschalten eines Kondensators zu den Steuerwicklungen auf Null gebracht werden.
Aus diesen Angaben geht hervor, dass die einfache Verstärkeranordnung nach Bild 5 ohne weiteres als Relais benutzt werden kann, das beispielsweise mit einer Eingangsleistung von etwa 1 bis 3 mW eine Ausgangsleistung von etwa 0,3 bis 1 W zu steuern ermöglicht, wobei die zwischen dem Eingangs- und Ausgangsstrom bestehende Gesetzmässigkeit durch die verschiedenartigen Einflussgrössen keine praktisch unzulässige Störung erfährt.

Bild 7. Spannungseinfluss bei einem als kontaktfreies Relais wirkenden magnetischen Verstärker nach Bild 5.

Bild 8. Frequenzeinfluss bei einem als kontaktfreies Relais wirkenden magnetischen Verstärker nach Bild 1.

Bild 9. Frequenzeinfluss bei einem als kontaktfreies Relais wirkenden magnetischen Verstärker nach Bild 5.

Bild 10. Temperatureinfluss bei einem als kontaktfreies Relais wirkenden magnetischen Verstärker nach Bild 5.

2. Messverstärker

Während beim Verwenden des magnetischen Verstärkers als Relais die angegebenen Änderungen des Ausgangsstromes ohne Weiteres zulässig sind, weil es lediglich darauf ankommt, dem im Ausgangsstromkreis liegenden Gerät, z.B. Glühlampe oder akustische Signalvorrichtung, bei einem bestimmten Wert des Eingangsstromes einen zum sicheren Ansprechen dieses Gerätes ausreichenden Ausgangsstrom zur Verfügung zu stellen, werden bei einem Messverstärker bedeutend höhere Anforderungen gestellt. Hier liegt die schwierigere Aufgabe vor, einen Ausgangsstrom zu erzeugen, der praktisch nur vom Eingangsstrom abhängig ist, von den verschiedenartigen Einflussgrössen jedoch nur in sehr geringem Masse, etwa ± 1 bis 3 % vom Sollwert, beeinflusst wird.

Der Einfluss von Spannungsschwankungen kann dadurch unschädlich gemacht werden, dass man zwischen den Verstärker und die Wechselstromquelle einen kleinen elktromagnetischen Spannungsgleichhalter /20/ schaltet, wie erheute für Messzwecke vielfach angewendet wird. Frequenzschwankungen haben, wenn der Verstärker von einem Wechselstromnetz gespeist wird, infolge der Kleinheit der hier vorkommenden Frequenzschwankungen, etwa ± 0,5 bis 1 %, keinen störenden Einfluss, zumal der Frequenzeinfluss des Verstärkers durch den des Spannungsgleichhalters nahezu ausgeglichen wird. Der Fremdfeldeinfluss hält sich, wenn der Verstärker in ein

Eisenblechgehäuse, z.B. Zählergehäuse, eingebaut wird, in erträglichen Grenzen. Dagegen hat der hauptsächlich durch den im Rückkopplungsstromkreis liegenden Trockengleichrichter hervorgerufene T e m p e r a t u r e i n f l u s s , der durch besondere Kunstschaltungen mit temperaturempfindlichen Hilfswiderständen nicht in ausreichendem Masse ausgeglichen werden kann, eine für einen Messverstärker unzulässige Grösse. Hier kann Abhilfe nur dadurch geschaffen werden, dass man den im Rückkopplungsstromkreis liegenden Kupferoxydul - oder Selen-Trockengleichrichter durch einen Schwinggleichrichter /21/ ersetzt, der bekanntlich keinen störenden Temperatureinfluss verursacht, wenn seine Erregerwicklung von einem Strom durchflossen wird, dessen Phasenlage temperaturunabhängig ist.

Bild 11 zeigt die Schaltungsanordnung eines magnetischen Messverstärkers, die sich von der Anordnung nach Bild 5 dadurch unterscheidet, dass der im Rückkopplungsstromkreis liegende Trockengleichrichter G durch einen von der Wechselspannung U fremderregten Schwinggleichrichter SG ersetzt worden ist, dessen Erregerwicklung über einen zur Phaseneinstellung des Erregerstromes I_{SG} dienenden induktiven Vorwiderstand L_V mit der Sekundärwicklung des Spannungsgleichhalters $T_K C$ (Dreischenkeltransformator) mit Kondensator C /20/ verbunden ist. Die Phasenlage des Erregerstromes I_{SG} wird so gewählt, dass der in den Rückkopplungswicklungen fliessende Gleichstrom I_G in den Eisenkernen der Drosselspulen L_1, L_2 eine zusätzlich Gleichstromvormagnetisierung hervorruft, die die Wirkung der vom Steuerstrom I_S verursachten Gleichstromvormagnetisierung unterstützt (Rückkopplung). Die Bürde besteht hier beispielsweise aus einem Gleichstromanzeigegerät A, z.B. einem Drehspul-Tintenschreiber, der an einen den Ausgangswechselstrom gleichrichtenden Kupferoxydul Trockengleichrichter G angeschlossen ist und von dem Gleichstrom I_B durchflossen wird, der eine eindeutige Funktion des Steuerstromes I_S ist.

In Bild 12 sind die Kennlinien $I_B = f(I_S)$ eines derartigen magnetischen Messverstärkers für verschiedene Bürdenwiderstände

von 50, 100 und 400 Ohm dargestellt. Für einen bestimmten Bereich, I_S = 0 bis 0,3 mA, haben diese Kennlinien einen angenähert linearen Verlauf, d.h. das in dem Ausgangsstromkreis liegende Messgerät, das den Steuerstrom I_S abbildet, hat einen angenähert linearen Skalenverlauf. Auf dieser Grundlage kann eine einfache Verstärkereinrichtung geschaffen werden, bei der der dem Messgerät M zugeführte Gleichstrom I_B praktisch nur von der Grösse des Steuerstromes I_S abhängig ist und von den verschiedenartigen Einflussgrössen in praktisch zulässigem Masse, etwa ± 1 bis 3 % vom Sollwert, beeinflusst wird.

L_1, L_2	gleichstromvormagnetisierte Drosselspulen
M	Gleichstrom-Messgerät als Bürde
C	Kupferoxydul - oder Selen-Trockengleichrichter für das Messgerät M
SG	Schwinggleichrichter
L_V	induktiver Vorwiderstand für die Erregerwicklung des Schwinggleichrichters SG
I_{SG}	Erregerstrom des Schwinggleichrichters SG
R_N	Nebenwiderstand
$T_K C$	Spannungsgleichhalter
U	Wechselspannung
I_E	Eingangsstrom
I_G	Rückkopplungs-Gleichstrom
I_H	Hilfsgleichstrom zum Verkleinern des bei I_S = 0 vorhandenen Ruhestromes I_B
G_H	Kupferoxydul - oder Selen-Trockengleichrichter, dem der Hilfsstrom I_H entnommen wird

R_V und R_H Vorwiderstände des Gleichrichters G_H.

Bild 11. Schaltungsanordnung eines magnetischen Messverstärkers, die sich von der Anordnung nach Bild 5 dadurch unterscheidet, dass der im Mischkopplungsstromkreis liegende Kupferoxydul- oder Selen-Trockengleichrichter G durch einen fremderregten Schwinggleichrichter SG ersetzt wurde.

Bild 2. Kennlinien $I_B = f(I_S)$ eines magnetischen Messverstärkers nach Bild 11 für Bürdenwiderständen von 50, 200 und 400 Ohm.

MAGNETISCHER NULLSTROMVERSTÄRKER

In Verbindung mit Entwicklungsarbeiten auf dem Gebiet der selbsttätigen Gleichstromkompensatoren und Kompensationsschnellschreiber /22/ hat der Verfasser die Möglichkeit untersucht, den bei derartigen Messgeräten bisher erforderlichen Wechselstrom-Röhrenverstärker durch einen mit gleichstromvormagnetisierten Drosselspulen arbeitenden, vom Wechselstromnetz gespeisten Gleichstromverstärker zu ersetzen, dessen Eingang der Nullstrom unmittelbar zugeführt wird und der als magnetischer Nullstromverstärker bezeichnet werden kann. Bei den sich selbsttätig abgleichenden Messbrücken und Kompensatoren liegt bekanntlich die grundsätzliche Aufgabe vor, den bei einer Abweichung vom Kompensationszustand im Kompensationsstromkreis (Nullzweig) auftretenden Ausgleichstrom (Nullstrom) dem Eingang einer Verstärkereinrichtung zuzuführen, in deren Ausgang ein gleichzeitig als Nullinstrument und Nachlaufmotor, als Nullmotor /23/, wirkendes elektrisches Messwerk ohne mechanische Richtkraft, z.B. Induktionszähler- oder Drehspulmesswerk, eingeschaltet ist, das die in der Brücken- oder Kompensationsschaltung vorgesehene Abgleichvorrichtung (z.B. Schleifdrahtanordnung) im Sinne einer Herbeiführung bzw. Aufrechterhaltung des Kompensationszustandes steuert. Da derartige Kompensationsmessgeräte sich sowohl durch die Grösse der Eingangs- und Ausgangsleistung des Verstärkungsfaktors und der Ansprechempfindlichkeit als auch durch die Stromart des dem Nullmotor zugeführten Ausgangsstromes unterscheiden, wurden mehrere Ausführungsarten des magnetischen Nullstromverstärkers geschaffen, deren Schaltungsanordnungen, Eigenschaften und Anwendungsmöglichkeiten im folgenden behandelt werden.

1. Erste Ausführungsart des einstufigen magnetischen Nullstromverstärkers

Bild 13 zeigt die Schaltungsanordnung eines vom Wechselstromnetz gespeisten magnetischen Nullstromverstärkers, der bei einer Gleichstrom-Eingangsleitung von etwa 1 mA voll ausgesteuert ist und

hierbei eine Wechselstrom-Ausgangsleistung von etwa 0,5 W zu entnehmen gestattet, wobei der die Streuwicklung eines synchron fremderregten Induktionszähler-Messwerkes durchfliessende Ausgangsstrom I_a in bezug auf Grösse und Richtung bzw. Phasenlage dem Eingangsstrom I_e (Ballstrom) entspricht. Die aus der Grundschaltung nach Bild 1 hervorgegangene symmetrische Differenzschaltung besitzt zwei Paare von richtungsabhängig mit Rückkopplung arbeitenden gleichstromvormagnetisierten Drosselspulen Bild 13/, $L_1' L_2'$ und $L_1'' L_2''$ die durch den Steuerstrom I_s gleichzeitig so erregt werden, dass bei positiven Werten von I_s die Induktivität $L_1' L_2'$ zunimmt und die Induktivität $L_1'' L_2''$ abnimmt, während bei negativen Werten von I_s die Induktivität $L_1' L_2'$ abnimmt und die Induktivität $L_1'' L_2''$ zunimmt. Der Isoliertransformator T hat hierbei eine Mittelanzapfung und speist mit den Teilspannungen U', U'' die beiden Stromkreise von $L_1' L_2'$ und $L_1'' L_2''$. In Bild 14 sind die in diesen Stromkreisen fliesszendes Wechselströme I_a', I_a'' und der die Bürde R_a durchfliessende Differenzstrom $I_a = I_a' - I_a''$ in Abhängigkeit von dem Steuerstrom I_s dargestellt. Die für die Bürde R_a massgebende Kennlinie $I_a = f(I_s)$ geht durch Null und hat bei kleinen Werten von I_s, bei 0 bis ± mA, ihre grösste Steilheit.

Bei der aus der Grundschaltung nach Bild 5 hervorgegangenen Differenzschaltung in Bild 15 werden die bei $I_s = 0$ vorhandenen Ruheströme in den Wechselstromwicklungen von $L_1' L_2'$ und $L_1'' L_2''$ durch Anwenden der Hilfsgleichströme I_H' I_H'' unter Beibehalten eines bestimmten Verstärkungsfaktors bzw. einer bestimmten Kennlinienstelheit dadurch herabgesetzt, dass in den Drosselspulen $L_1' L_2'$ und $L_1'' L_2''$ durch die Hilfsströme I_H' I_H'' zusätzliche Gleichstrommagnetisierungen hervorgerufen werden, die den von den Rückkopplungsgleichströmen I_G', I_G'' erzeugten Gleichstrommagnetisierungen entgegenwirken. Die Hilfsrelais I_H', I_H'' werden einem gemeinsamen, über Vorwiderstände R_V', R_V'' an die Sekundärwicklung des mit Mittelanzapfung versehenen Isoliertransformators T angeschlossenen Gleichrichter G entnommen und über Vorwiderstände R_H' und über einen zum Herbeiführen der Symmetrie dienenden Schleifdrahtwiderstand R_o den im Sinne der Steuerwicklungen hintereinandergeschalteten Kompensationswicklungen zugeführt. Das Anwenden getrennter icklungen für die Hilfsströme I_H' I_H'' bringt auch hier einen bestimmten Verlust an ickelraum für die übrigen icklungen mit sich, hat aber den Vorzug, dass die Bemessung der zum Herabsetzen der Ruheströme dienenden Teile, wie Gleichrichter G,

Vorwiderstände

F'_V, F''_V, F'_K, F''_K und Kompensationswicklungen für I'_K und I''_K von den Abweichungen bzw. von der Anpassung der Steuerwicklungen an den Widerstand des den Steuerstrom I_S führenden Eingangsstromkreises vollständig unabhängig wird. In Bild 16 sind die in den beiden von Transformator T (Teilspannungen V', V'') gespeisten Stromkreisen fließenden Wechselströme I'_V, I''_V und der die Mitte M_S durchfließende Differenzstrom $I_S = I'_V - I''_V$ in Abhängigkeit von Steuerstrom I_S dargestellt. Auch hier geht die für die Mitte M_S maßgebende Kennlinie $I_S = f(I_S)$ durch null und hat beliebigen Werten von I_S ihre größte Steilheit. Allerdings ist der Bereich größter Kennlinienstellheit hier etwas enger als bei der ohne Arbeitsbereichverkleinerung arbeitenden Differenzschaltung nach Bild 13 (vgl. Bild 14). In diesem Bereich hat der Differenzstrom I_S gegen die Teilspannungen V', V'' um etwa 90° in der Phase verschoben. Der Phasenwinkel zwischen dem Strom I_S und den Spannungen V', V'' hat bei maximalem Steuerstrom I_S kleinere und beträgt bei voller Aussteuerung etwa 45 bis 50°. Diese Tatsache ist für den Vorteil der Verstärkung in Verbindung mit einem frequenzabhängigen, als Multiplexer arbeitenden Zeitschleifenschaltungsnetzwerk bedeutungsvoll, dessen Bandbreite beispielsweise nicht nur von der Größe, sondern auch von der Phasenlage des der Steuerwicklung zugeführten Stromes I_S abhängig ist. Die Phasenaufteilung des die Fremderregung bewirkenden, in der Spannungswicklung fließenden Stromes wird hier zweckmäßig so gewählt, daß der Multiplexer bei kleinen Werten des Steuerstromes I_S ein möglichst großes Frequenzband erzeugt und somit bei kleinen Abweichungen von Kompensationszustand mit größtmöglicher Einstellkraft arbeitet.

F'_V, F''_V, F'_E, F''_E und Kompensationswicklungen für I'_E und I''_E von den Abweichungen bzw. von der Anpassung der Steuerwicklungen an den Widerstand des den Steuerstrom I_S führenden Eingangsstromkreises vollständig unabhängig wird. In Bild 16 sind die in den beiden vom Transformator T (Teilspannungen V', V'') gespeisten Stromkreisen fließenden Wechselströme I'_E, I''_E und der die Mitte E_S durchfließende Differenzstrom $I_S = I'_E - I''_E$ in Abhängigkeit vom Steuerstrom I_S dargestellt. Auch hier geht die für die Mitte E_S maßgebende Kennlinie $I_S = f(I_S)$ durch Null und hat bei kleinen Werten von I_S ihre größte Steilheit. Allerdings ist der Bereich größter Kennlinienstellheit hier stark enger als bei der ohne Schaltungsvereinfachung erhältlichen Differenzschaltung nach Bild 13 (vgl. Bild 14). In diesem Bereich hat der Differenzstrom I_S gegen die Teilspannungen V', V'' um etwa 90° in der Phase verschoben. Der Phasenunterschied zwischen dem Strom I_S und den Spannungen V', V'' wird mit zunehmendem Steuerstrom I_S kleiner und beträgt bei voller Aussteuerung etwa 60 bis 70°. Diese Tatsache ist für den Verwendungsbereich des Verstärkers in Verbindung mit einem fremderregten, als Nullmeter verwendeten Kohlschleifenschleifen-Generator bedeutungsvoll, dessen Resonanzpunkt bekanntlich nicht nur von der Größe, sondern auch von der Phasenlage des der Steuerwicklung zugeführten Stromes I_S abhängig ist. Die Phaseneinstellung des die Fremderregung besorgenden, in der Spannungswicklung fließenden Stromes wird hier zweckmäßig so gewählt, daß der Nullmeter bei kleinen Werten des Steuerstromes I_S ein möglichst genaues Resonanzmaß erzeugt und somit bei kleinen Abweichungen von Kompensationszustand mit günstigerer Einstellkraft arbeitet.

L'_1, L'_2 und L''_1, L''_2 gleichstromvormagnetisierte Drosselspulen

R_B Bürde

G' und G'' Kupferoxydul- oder Selen-Trockengleichrichter

R'_N und R''_N Nebenwiderstände

T Isoliertransformator

U' und U'' Wechselspannungen

I_S Eingangsstrom

I'_B, I''_B und $I_B = I'_B - I''_B$ Ausgangsströme

I'_G und I''_G Rückkopplungs-Gleichströme

Bild 13. Aus der Grundschaltung nach Bild 1 hervorgegangene symmetrische Differenzschaltung eines magnetischen Nullstrom-Verstärkers mit zwei Paaren von richtungsabhängig mit Rückkopplung arbeitenden gleichstromvormagnetisierten Drosselspulen.

Bild 14. Ausgangsströme I'_B, I''_B und $I_B = I'_B - I''_B$ in Abhängigkeit von dem Eingangsstrom I_S bei der symmetrischen Differenzschaltung nach Bild 13.

L'_1, L'_2 und L''_1, L''_2	gleichstromvormagnetisierte Drosselspulen
R_B	Bürde
G' und G"	Kupferoxydul- oder Selen-Trockengleichrichter
R'_N und R''_N	Nebenwiderstände
T	Isoliertransformator
U' und U"	Wechselspannungen
I_S	Eingangsstrom
I'_B, I''_B und $I_B = I'_B - I''_B$	Ausgangsströme
I_G und I''_G	Nichtkopplungs-Gleichströme
I'_H, I''_H und $I_H = I'_H + I''_H$	Hilfsgleichströme zum Verkleinern der bei $I_S = 0$ vorhandenen Ruheströme I'_B u. I''_B.
G	Kupferoxydul- oder Selen-Trockengleichrichter dem der Hilfsstrom I_H entnommen wird
R'_V, R''_V und R'_H, R''_H	Vorwiderstände
R_0	Schleifdrahtwiderstände zum Herbeiführen der Symmetrie der Differenzschaltung.

Bild 15. Aus der Grundschaltung nach Bild 5 hervorgegangene symmetrische Differenzschaltung eines magnetischen Nullstrom-Verstärkers, bei der die bei $I_S = 0$ vorhandenen Ruheströme I'_B und I''_B durch die Wirkung der Hilfsgleichströme I'_H und I''_H unter Beibehalten einer bestimmten Kennlinienteilheit herabgesetzt werden.

Bild 16. Ausgangsströme I'_B, I''_B und $I_B = I'_B - I''_B$ in Abhängigkeit von dem Eingangsstrom (Nullstrom) I_B bei der symmetrischen Differenzschaltung nach Bild 15.

Bild 17 zeigt als Anwendungsbeispiel eine zur elektrischen Fernübertragung von Zeigerstellungen dienende Schaltungsanordnung, bei der eine Gleichstrom-Brückenschaltung R_1 r'_1 r''_1 R'_2 r'_2 r''_2 durch ein als Nullmotor wirkendes fremderregtes Induktionszähler-Messwerk A, B, B', B'', das über einen magnetischen Nullstromverstärker nach Bild 13 mit dem Nullzweig der Brückenschaltung verbunden ist, selbsttätig abgeglichen wird. Das Gebergerät M, z.B. Manometer oder Ringwaage, dessen Zeigerstellung übertragen werden soll, steuert den Schleifkontakt K_1 eines Schleifdrahtwiderstandes R_1, der über drei Fernleitungen mit einer zweiten, vom

vom Nullmotor A, B, S', S" betätigten Schleifdrahtanordnung R_2 R_2 und den Hilfswiderständen r'_1 r'_2 r''_1 r''_2 verbunden ist. Die so gebildete Brückenschaltung wird von einem über den Vorwiderstand R_1 an den Transformator T angeschlossenen Trockengleichrichter G mit Gleichstrom gespeist. Die Steuerwicklungen des nach Bild 15 geschalteten magnetischen Nullstromverstärkers sind mit den beiden Schleifkontakten K_1, K_2 verbunden und werden von einem der jeweiligen Abweichung vom Kompensationszustand oder von der Gleichgewichtsbedingung der Brückenschaltung in Bezug auf Grösse und Richtung entsprechenden Steuerstrom I_s durchflossen.

Der Ausgangsstrom I_a des Verstärkers wird der Stromwicklung S" des Nullmotors mit der Ankerscheibe A und dem Drehmagnet B über einen Kondensator C" zugeführt, dessen kapazitiver Widerstand (1/ C ") den induktiven Widerstand der Stromwicklung (L) kompensiert (L" - 1/ C"). Die aus S" und C" bestehende Bürde entspricht somit einem reinen Wirkwiderstand R_B', wie er in Bild 15 angedeutet ist. Der die Stromwicklung S" durchfliessende Ausgangsstrom I_a ist bei kleinen Abweichungen vom Kompensationszustand d.h. bei geringer Aussteuerung des Verstärkers, um annähernd 90° gegen die Spannungen U', U" phasenverschoben. Da zwecks Erzielung eines möglichst grossen Drehmomentes des Nullmotors der die Spannungswicklung ' ' dieses Motors

durchfliessende Strom I angenähert um 90° gegen den in der Stromwicklung S" fliessenden Strom phasenverschoben sein soll, ist die Spannungswicklung S' mit einem Kondensator C' in Reihe geschaltet, dessen kapazitiver Widerstand (1/ C') den induktiven Widerstand (L') der Spannungswicklung kompensiert (L' = 1/ C'), so dass der Strom I mit den Spannungen U',U" phasengleich ist.

Sind die Einstellwinkel a_1, a_2 der Schleifkontakte K_1, K_2 bzw. die diesen Winkel proportionalen Teilwiderstände r_1, r_2 der Schleifdrähte R_1, R_2 einander gleich, dann ist die Brückenschaltung abgeglichen, d.h. der Nullzweig ist stromlos; $I_S = 0$ $I_B = 0$. Der Nullmotor erzeugt dann kein Drehmoment. Wird aber durch Ändern der Zeigerstellung des Gebergerätes M bzw. des Einstellwinkels a_1 des Schleifkontaktes K_1 das Gleichgewicht in der Brückenschaltung gestört, dann tritt ein der jeweiligen Abweichung vom Gleichgewichtszustand in bezug auf Grösse und Richtung entsprechender, die Steuerwicklungen durchfliessender Nullstrom I_S auf, der einen dieser Abweichung hinsichtlich Grösse und Richtung bzw. Phasenlage entsprechenden Ausgangsstrom I_B und ein entsprechendes Drehmoment des Nullmotors auslöst. Die Drehrichtung der Ankerscheibe A des Nullmotors wird nun so gewählt, dass A den Schleifkontakt K_2 im Sinn der angestrebten Kompensationseinstellung bewegt. Dabei ist die jeweilige Drehgeschwindigkeit von A der Abweichung vom Kompensationszustand proportional. Je näher K_2 an die Kompensationseinstellung herankommt, desto langsamer läuft A, ein Überschwingen oder Pendeln der mit K_2 gekuppelten Anzeige- oder Schreibvorrichtung ist daher ausgeschlossen, wenn die Ankerscheibe durch den Bremsmagneten B in ausreichend starkem Masse gedämpft wird. Die Anordnung kann so bemessen werden, dass der Zeiger bzw. die Schreibfeder in etwa 5 bis 7 s über die ganze Skala bzw. nutzbare Schreibbreite läuft, und dass die Einstellzeit bei kleinen Änderungen der Zeigereinstellung des Gebergerätes M nur etwa 1 bis 2 s beträgt. Die betriebsmässig auftretenden Spannungs- und Frequenzschwankungen des den magnetischen Nullstromverstärker und den Nullmotor speisenden Wechselstromnetzes, Änderungen des Verstärkungsfaktors u.s. haben, da es sich um ein reines Nullverfahren handelt, keinen Einfluss auf die Messung.

L'_1, L'_2 und L''_1, L''_2	gleichstromvormagnetisierte Drosselspulen
G' und G''	Kupferoxydul - oder Selen-Trockengleichrichter
R'_N und R''_N	Nebenwiderstände
T	Isoliertransformator
U' und U''	Wechselspannungen
I_E	Eingangsstrom (Nullstrom)
I'_B, I''_B und $I_B = I'_B - I''_B$	Ausgangsströme
I'_G und I''_G	Rückkopplungs-Gleichströme
A,B,S',S'' als Nullmotor wirkendes Induktionszähler-Messwerk	
S'	Spannungswicklung dieses Messwerkes
C'	Kondensator für S'
C''	Kondensator für S''
M	Geberwerk, z.B. Manometer oder Ringwaage
R_1 K_1 und R_2 K_2	Schleifdrahtanordnungen m.d. veränderbaren Teilwiderständen r_1 und r_2, die den Umschlagwinkeln a_1 und a_2 der Schleifkontakte K_1, K_2 verhältnisgleich sind.

r'_1, r'_2 und r''_1, r''_2	Hilfswiderstände
G	Kupferoxydul- oder Selengleichrichter, der die Brückenschaltung aufeist.
r_v	Vorwiderstand für den Gleichrichter G
I	Hilfsstrom für die Spannungswicklung des Nullmotors

Bild 17. Zur elektrischen Fernübertragung von Zeigerstellungen dienende Schaltungsanordnung, bei der eine Gleichstrom-Brückenschaltung R_1 r'_1 r''_1 R_2 r'_2 r''_2 durch ein als Nullmotor wirkendes fremderregtes Induktionszählerwerk A, B, C', C'', das über einen magnetischen Nullstrom-Verstärker nach Bild 13 mit dem Nullzweig der Brückenschaltung verbunden ist, selbsttätig abgeglichen wird.

2. Zweite Ausführungsart des einstufigen magnetischen Nullstromverstärkers

In Bild 18 ist die symmetrische Differenzschaltung eines anderen, vom Wechselstromnetz gespeisten magnetischen Nullstromverstärkers dargestellt, der bei einer Gleichstromeingangsleistung von etwa 5 Mikrowatt voll ausgesteuert ist und hierbei eine Gleichstrom-Ausgangsleistung von etwa 5 mA zu entnehmen gestattet, wobei der die Drehspule eines Drehspulmesswerkes ohne mechanische Richtkraft durchfliessende Ausgangsstrom I_B in bezug auf Grösse und Richtung dem Eingangsstrom I_S (Nullstrom) entspricht. Auch diese Differenzschaltung besitzt zwei Paare von richtungsabhängig arbeitenden gleichstromvormagnetisierten Drosselspulen L'_1 L'_2 und L''_1 L''_2, die durch den Steuerstrom I_S gleichzeitig in der Weise erregt werden, dass bei positiven Werten von I_S die Induktivität L'_1 L'_2 zunimmt und die Induktivität L''_1, L''_2 abnimmt, während bei negativen Werten von I_S die Induktivität L'_1 L'_2 abnimmt und die Induktivität L''_1 L''_2 zunimmt. Die Wechselstromwicklungen der Drosselspulen sind über die Kupferoxydul-Trockengleichrichter G' und G'' an die an den beiden Sekundärwicklungen des Isoliertransformators T wirksamen Spannungen U' und U'' angelegt; U' = U''. Der diesen Gleichrichtern über die Vorwiderstände r'_V, r'_V entnommene Differenzstrom $I_B = I'_B - I''_B$ wird der mit Gleichstrom zu speisenden Bürde R_B und ausserdem den im Sinne der Steuerwicklungen hintereinandergeschalteten Rückkopplungswicklungen mit Nebenwiderstand R_N zugeführt. Die Primärwicklung des Transformators T ist einerseits mit dem Wechselstromnetz, andererseits über die hochohmigen Vorwiderstände R'_V R_V mit einem dritten Kupferoxydul-Trockengleichrichter G verbunden, der über zwei Vorwiderstände R'_H, R''_H und über einen zum Einstellen der Schaltungssymmetrie dienenden Schleifdrahtwiderstand R_0 an die im Sinne der Steuerwicklungen hintereinandergeschalteten Polarisierungswicklungen angelegt ist; $R'_H = R''_H$. Die in den Polarisierungswicklungen fliessenden konstanten Hilfsströme I'_H, I''_H führen eine konstante Vormagnetisierung der Drosselspulen L'_1, L'_2, L''_1 L''_2 und hierdurch die erforderliche Richtungsabhängigkeit (Polarisierung) der Differenzschaltung herbei. Wenn der Steuerstrom $I_S = 0$ ist, wird die Gleichstrommagnetisierung von L'_1 L'_2 und L''_1 L''_2 nur durch die konstanten Hilfsströme I'_H, I''_H hervorgerufen. In diesem Falle sind, da $I'_H = I''_H$ und U' = U'' ist, die Induktivitäten von L'_1

L'_2 und L''_1 L''_2 einander gleich, d.h. $I'_B = I'_B$ und $I_B = 0$. Andernfalls tritt in der Bürde R_B und in den Rückkopplungswicklungen ein Differenzstrom $I_B = I'_B - I''_B$ auf, der in bezug auf Grösse und Richtung dem Steuerstrom I_S entspricht. Die Rückkopplungswicklungen sind so angeschlossen, dass die Gleichströme I_S und I_B auf die Drosselspulen in gleichem Sinne vormagnetisierend wirken. Die Windungszahl der Rückkopplungswicklungen wird so gewählt, dass einerseits die gewünschte Vergrösserung des Verstärkungsfaktors erreicht und anderseits die erforderliche Stabilität der Arbeitsweise gewährleistet wird, die wie bei allen Rückkopplungsschaltungen bei einer allzu starken Rückkopplung gestört werden muss. Ein Ändern des Verstärkungsfaktors kann man dadurch erreichen, dass man die Rückkopplungswicklungen durch einen veränderbaren Nebenwiderstand R_N überbrückt, sodass diesen Wicklungen nur ein Teil des die Bürde R_B durchfliessenden Ausgangsstromes $I_B = I'_B - I''_B$ zugeführt wird. Die Kennlinie in Bild 19 zeigt, dass bei Anwendung dieser Rückkopplungsschaltung z.B. dem die Bürde R_B = 50 Ohm durchfliessenden Ausgangsstrom I_B = 6 mA ein der Steuerwicklung (Widerstand R_S = 7 Ohm) zugeführte Strom I_S = 0,2 mA zugeordnet ist, dass also der durch den Ausdruck $(I_B^2 R_B) : (I_S^2 R_S)$ gegebene Verstärkungsfaktor $(0{,}006^2 \cdot 50) : (0{,}0002^2 \cdot 7) \approx 6400$ ist.

L'_1 L'_2 und L''_1, L''_2	gleichstromvormagnetisierte Drosselspulen
R_B	Bürde
G' und G''	Kupferoxydul-Trockengleichrichter
r'_V und r''_V	Vorwiderstände von G' und G''
R_E	Nebenwiderstand
T	Isoliertransformator
U, U' und U''	Wechselspannungen
I_S	Eingangsstrom
I'_B, I''_B und $I_B = I'_B - I''_B$	Ausgangsströme
I'_H I''_H und $I_H = I'_H - I''_H$	Hilfsströme zum Herbeiführen der Richtungsabhängigkeit der Differenzschaltung
G	Kupferoxydul-Trockengleichrichter, der der Hilfsstrom I_H entnommen wird
R'_V, R''_V und R'_H, R''_H	Vorwiderstände
Ro	Schleifdraht-Widerstand zum Herbeiführen der Symmetrie der Differenzschaltung

Bild 18. Symmetrische Differenzschaltung eines magnetischen Nullstrom-Verstärkers, bei der der in der Bürde R_B fließende Ausgangsgleichstrom $I_B = I'_B - I''_B$ den im Sinne der Steuerwicklungen hintereinandergeschalteten Rückkopplungswicklungen zugeleitet wird, und zwar derart, dass die Gleichströme I_S und I_B auf die Drosselspulen L'_1, L'_2 und L''_1, L''_2 in gleichem Sinne vormagnetisierend wirken.

Bild 19. Ausgangsströme I'_B, I''_B und $I_B = I'_B - I''_B$ in Abhängigkeit von dem Eingangsstrom I_b bei der Rückkopplungsschaltung nach Bild 18. Bei $I_X = + 0{,}2$ ist $I_B = \pm 6$ mA, d.h. $I_B/I_B = 30$ und $I_B^2/I_b^2 = 30$ und $I_B^2 / I_B^2 = 900$.

Bild 20 zeigt als A n w e n d u n g s b e i s p i e l eine zur spannungsabhängigen Messung von Widerständen dienende Kompensationsmesseinrichtung, bei der eine den zu messenden Widerstand R_3 (z.B. Widerstandsthermometer) enthaltende Brückenschaltung R_1' R_1'' R_2' R_3 R_4 durch ein mit dem magnetischen Nullstromverstärker nach Bild 18 zusammenarbeitendes, als Nullmotor wirkendes Drehpulsesswerk N ohne mechanische Richtkraft selbsttätig abgeglichen wird. Die Brückenschaltung ist abgeglichen, d.h. der Steuerstrom $I_S = 0$, wenn

$$(R_1' + R_1'') : (R_2' + R_2'') = R_3 : R_4$$

ist. Beim Ändern von R_3 tritt der die Steuerwicklungen des Verstärkers durchfliessende Eingangsstrom I_S auf, der den ihm in bezug auf Grösse und Richtung entsprechenden, dem Drehspulinstrument N zugeführten Ausgangsstrom I_B hervorruft. Die Drehspule S des Drehspulsesswerkes N stellt den Schleifkontakt K des Schleifdrahtes R_1', R_2' selbsttätig so ein, dass $I_S = 0$ wird. Die Widerstandsverhältnisse in der Brückenschaltung werden nun so gewählt, dass 1. bei der dem Skalenanfang entsprechenden Schleifkontakteinstellung, d.h. bei $R_1' = 0$, beim Höchstwert von R_2' und beim Kleinstwert von R_3 der R_3' genommen sind. (z.B. $R_3' = 100$ Ohm), die Bedingung

$$R_3' = R_4 \frac{R_1''}{(R_2' + R''_2)}$$

erfüllt ist, und dass 2. bei der dem Skalenende entsprechenden Schleifkontakteinstellung, dh. bei $R_2' = 0$, beim Höchstwert von R_1' und beim Höchstwert von R_3, der mit $R_3' + \Delta R_3$ bezeichnet wird (z.B.

$$R_3' + \Delta R_3 = 100 \text{ Ohm} + 10 \text{ Ohm} = 110 \text{ Ohm}),$$

die Bedingung

$$R'_3 + \Delta R_3 = R_4 \frac{(R_1' + R_1'')}{R_2''}$$

erfüllt ist. Dann ist jedem Wert von R_3 ein bestimmter Wert von R_1', d.h. ein bestimmter Ausschlagwinkel des Schleifkontaktes K bzw. der Schraubfeder zugeordnet. Der Skalenverlauf ist, wenn $\Delta R_3 = 0{,}1 \cdot R_3'$ ist, praktisch linear.

L_1', L_2' und L_1'', L_2''	gleichstromvormagnetisierte Drosselspulen
G' und G''	Kupferoxydul-Trockengleichrichter
r_V' und r_V''	Vorwiderstände von G' und G''
R_N	Nebenwiderstand
T	Isoliertransformator
U, U' und U''	Wechselspannungen
I_N	Eingangsstrom (Nullstrom)
I_A', I_A'' und $I_A = I_A' - I_A''$	Ausgangsströme
I_H', I_H'' und $I_H = I_H' + I_H''$	Hilfsströme zum Herbeiführen der Richtungsabhängigkeit der Differenzschaltung
G	Kupferoxydul-Trockengleichrichter, dem der Hilfsstrom I_H entnommen wird
R_V', R_V'' und R_H', R_H''	Vorwiderstände
R_0	Schleifdraht-Widerstand zum Herbeiführen der Symmetrie der Differenzschaltung
M	Drehspul-Nullinstrument ohne mechanische Richtkraft, das als Nullmotor wirkt und den Schleifkontakt K der Schleifdrahtanordnung R_1' R_2' steuert
R_1'' und R_2''	Vorwiderstände von R_1' R_2'
R_3	Widerstandsthermometer
R_4	unveränderlicher Vergleichswiderstand
R_V	Vorwiderstand
U_M	Messspannung

I_H	Meßstrom
S	erste Drehspul-Wicklung, die von dem Ausgangsstrom I_B durchflossen wird
S_D	R_D mit der die Hilfsströme I'_H, I''_H führenden Wicklungsgruppe den die differenzierende Rückführung bewirkenden Strom I_D zuführt.

Bild 20. Schaltungsanordnung eines zur spannungsabhängigen Messung von Widerständen (R_3) dienenden Gleichstromkompensators, der durch ein als Nullmotor wirkendes Drehspulmesswerk ohne mechanische Richtkraft selbsttätig abgeglichen wird. Der Nullstrom I_N wird den Eingangswicklungen des magnetischen Nullstrom-Verstärkers nach Bild 18 zugeführt.

Das Messen ist grundsätzlich unabhängig von Änderungen der an der Brückenschaltung wirksamen Spannung, weil die Gleichgewichtsbedingung nur Widerstandsgrößen enthält. Unter Zugrundelegung einer der vollen Aussteuerung des Verstärkers entsprechenden Eingangsleistung von 5 mW ist es beispielsweise möglich, bei einer Widerstandsthermometerverwendung den Messbereich 100 bis 112 Ohm (0 bis 90°C) auszuführen, wobei die Strombelastung des Platindraht-Widerstandsthermometers R_3 nur etwa 5 mA beträgt, ein störender Eigenerwärmungsfehler also nicht auftreten kann.

Die Untersuchung eines nach Bild 20 geschalteten selbsttätigen Gleichstromkompensators wurde mit einem Drehspul-Tintenschreiber (Drehspulwiderstand 50 Ohm) durchgeführt, der für den vorliegenden Zweck mit einem hochohmigen Schleifdrahtwiderstand ($R'_1 + R'_2$ =200 Ohm für eine Schleifkontaktbewegung von 90°) ausgerüstet war. Die in einer kräftigen Zapfenlagerung gelagerte Achse der Drehspule trägt einen aus zwei dünnen Platindrähten bestehenden Schleifkontakt; die Stromzuführung zur Drehspule und zum Schleifkontakt geschieht dabei über drei dünne, praktisch richtkraftfreie Metallbändchen. Die über dem durch ein Uhrwerk angetriebenen Registrierstreifen mit 120 mm nutzbarer Schreibbreite sich bewegende Schreibfeder ist über einen Ellipsenlenker für linearen Skalenverlauf mit der Achse der Drehspule gekuppelt. Als Dämpfungsvorrichtung kann bei derartigen Tintenschreibern entweder eine magnetische Dämpfung z.B. Kupfer- bzw. Aluminiumrahmen, auf dem sich die Drehspulwicklung befindet, oder kurzgeschlossene Zusatzwicklung oder eine Öldämpfung vorgesehen werden.

Zunächst zeigte sich, dass das Schreibgerät bei dem genannten Messbereich eine praktisch vollständig ausreichende Einstellkraft entwickelt: Die Schreibfeder stellte sich im ganzen Skalenbereich auf etwa ± 0,5 mm genau ein. Die Einstellgenauigkeit beträgt also etwa ± 0,5 % vom Skalenumfang. Weiterhin wurde beobachtet, dass ein einwandfreier Einstellvorgang zunächst nur bei Anwenden einer starken Dämpfung erreichbar war, wobei die Einstellzeit etwa 5 s betrug. Wenn das Schreibgerät nicht genügend stark gedämpft ist, pendelt der Zeiger des Gerätes unaufhörlich zwischen den Zeigeranschlägen hin und her. Diese Erscheinung des Regelschwingens, die auch bei den sogenannten selbstkompensierenden Gleichstromverstärkern /24/, insbesondere bei den mit thermischer Trägheit behafteten Bolometer-Verstärker festgestellt wurde /25/, ist im vorliegenden Fall auf die durch die Induktivitäten der Streufelder des magnetischen Nullstromverstärkers verursachte magnetische Trägheit zurückzuführen, die durch eine Zeitkonstante von etwa 0,3 bis 0,5 s beschrieben werden kann. Wie bei den selbstkompensierenden Verstärkern, so kann auch bei der vorliegenden Kompensationsmessanordnung der Einstellvorgang durch Anwenden einer elastischen Rückführung wesentlich verbessert bzw. verkürzt werden. In Bild 20 ist eine derartige Anordnung mit differenzierender Rückführung dargestellt, bei der das Drehspulmesswerk M zwei voneinander isolierte und mit je zwei praktisch richtkraftfreien Stromzuführungsbändchen versehene Wicklungen besitzt, von denen die erste S von den Ausgangsströmen I_a durchflossen wird, während die zweite S_D über einen hochohmigen Vorwiderstand R_D an die Polarisierungswicklungen angeschlossen ist. Der dieser Wicklung zugeleitete, die differenzierende Rückführung bewirkende Strom I_D entspricht jeweils der Drehgeschwindigkeit der Drehspule S, S_D, die bei dem Einschwingvorgang von einem bestimmten Höchstwert ausgehend stetig abnimmt und nach Erreichen des Kompensationszustandes, d.h. bei stillstehender Drehspule, gleich Null ist. Durch Verändern der Größe des Vorwiderstandes R_D kann man den Einfluss der differenzierenden Rückführung auf den zeitlichen Verlauf des Einstellvorganges verändern und leicht erreichen, dass der Zeiger des Schreibgerätes sich periodisch einstellt, wobei die Einstellzeit nur etwa 1 s beträgt.

3. Eigenschaften und Einflussgrössen der einstufigen magnetischen Nullstromverstärker

Die beschriebenen, richtungsabhängig mit Rückkopplung arbeitenden Differenzschaltungen mit zwei Paaren von gleichstromvormagnetisierten Drosselspulen ermöglichen die Schaffung hochempfindlicher magnetischer Nullstromverstärker, deren Eigenschaften und Einflussgrössen im folgenden gekennzeichnet sind:

Die Verstärker mit weisen eine durch Null gehende Kennlinie $I_p = f(I_g)$ auf, die bei kleinen Werten von I_g, d.h. bei kleinen Abweichungen vom Kompensationszustand, ihre größte Steilheit hat und hier den Höchstwert des Verstärkungsfaktors ergibt. Der durch das Verhältnis zwischen Ausgangs- und Eingangsleistung definierte Verstärkungsfaktor, der in dem Bereich der größten Kennlinienteilheit seinen Höchstwert hat, kann auf Werte von 1000 bis 3000 bzw. 6000 bis 10 000 gebracht werden, die zum Betätigen von Relaisstufen ausreichen. Die Verstärker sind bei einer Eingangsleistung von etwa 1 mW bzw. 5 uW vollausgesteuert und erzeugen hierbei eine Ausgangsleistung von etwa 0,5 W bzw. 5 mW (Verstärkungsfaktor 500 bzw. 1000). Ihre Ansprechempfindlichkeit beträgt etwa 10^{-8} W bzw. 10^{-11} W. Die Nullpunktsicherheit, die darin besteht, dass der magnetische Verstärker beim Eingangsstrom Null keinen sich in unzulässiger Höhe auswirkenden Ausgangsstrom hervorruft und in derselben Grössenordnung wie die Ansprechempfindlichkeit liegen soll, ist für die praktische Brauchbarkeit eines derartigen Verstärkers von entscheidender Bedeutung. Die Auswirkung der verschiedenartigen in Betracht kommenden Einflussgrössen auf die Nullpunktsicherheit liegt innerhalb der praktisch zulässigen Grenzen.

Die Zeitkonstanten der einzelnen Stromkreise des magnetischen Nullstromverstärkers können so gewählt werden, dass störende Verzögerungserscheinungen nicht auftreten. Die Einstellzeit des Verstärkers mit einem im Ausgangsstromkreis liegenden Strommesser beträgt bei dem Verstärkungsfaktor 500 nur etwa 0,5 s.

Eine störende Beeinflussung der Nullpunktsicherheit durch magnetische Hysterese tritt nicht auf. Bei der angewendeten Wechselstrommagnetisierung mit etwa 3000 Gauss und den in Betracht kommenden Gleichstrommagnetisierungen sind Hysteresserscheinungen nicht nachweisbar.

4. Bauliche Ausführungs der einstufigen magnetischen Nullstromverstärker

Wie aus Bild 21 zu ersehen ist, sind die vier Drosselspulen L_1', L_2', L_1'', L_2'', die drei Kupferoxydul-Trockengleichrichter /26/ G', G'', G, der Isoliertransformator T, der als Nullpunktsteller dienende Schleifdrahtwiderstand R_1 und die einzelnen Hilfswiderstände R_V', R_V'', R_N', R_N'', r_V', r_V'' des nach Bild 15 bzw. 18 gestalteten einstufigen magnetischen Nullstromverstärkers in ein Zählergehäuse eingebaut, das die Abmessungen 23 x 16 x 15 cm^3 hat. Eine merkbare Erwärmung dieser Teile tritt nicht auf, da der Eigenverbrauch dieser Verstärker nur etwa 2 bis 4 VA beträgt. Die Verstärker können durch entsprechendes Bemessen der Eingangs- und Ausgangswicklungen den jeweils vorliegenden Widerstandsverhältnissen des Eingangs- (Steuer-) und Ausgangs-(Bürden-) Stromkreises leicht angepasst werden.

5. Zweistufige magnetische Nullstromverstärker

Wenn man in den Ausgangsstromkreis eines als Eingangsstufe wirkenden Nullstromverstärkers die Steuerwicklungen eines zweiten derartigen Verstärkers, der als Ausgangsstufe wirkt, einfügt, gelangt man zu einem zweistufigen magnetischen Nullstromverstärker, dessen Verstärkungsfaktor gleich dem Produkt der Verstärkungsfaktoren der Eingangs- und Ausgangsstufe ist. Eine solche Anordnung hat den Verstärkungsfaktor 10^7, der mit einem zweistufigen magnetischen Verstärker erstmalig erreicht werden konnte.

Im Bild 22 ist als Beispiel ein zweistufiger magnetischer Nullstromverstärker in Kaskadenschaltung dargestellt, der aus zwei Differenzschaltungen nach Bild 15 besteht, die über einen gemeinsamen Isoliertransformator T mit zwei voneinander isolierten Sekundärwicklungen an das Wechselstromnetz angeschlossen sind. Die Bürde R_B liegt hier an der Sekundärwicklung eines Differenzformators T_D, dessen voneinander isolierte Primärwicklungen von den beiden Teilströmen I_B' und I_B'' der Ausgangsstufe durchflossen werden. Die beiden Teilströme der Eingangsstufe werden durch die Gleichrichter G', G" gleichgerichtet und als Gleichströme I_G', I_G'' in den eine Gleichstrombürde darstellenden Steuerwicklungen der Ausgangsstufe überlagert, sodass in diesen Steuerwicklungen der Differenzstrom $I_D = I_G' - I_G''$ fliesst.

Selbstverständlich ist die Nullpunktsicherheit bei einer derartigen, auf eine besonders hohe Verstärkung gestalteten zweistufigen Nullstromverstärker geringer als bei der beschriebenen einstufigen Anordnungen, weil sich die verschiedenartigen Einflussgrössen bei einer mehrstufigen Anordnung stärker bemerkbar machen. Der zweistufige magnetische Nullstromverstärker nach Bild 22 mit einem Verstärkungsfaktor von 10^7, dessen Kennlinien $I_B = f(I_D)$ für die Bürdenwiderstände R_B = 100 Ohm und R_B = 400 Ohm in Bild 23 dargestellt sind, ist für kurzzeitige Messungen, bei denen keine stärkeren Temperaturschwankungen vorkommen, praktisch brauchbar, zumal der Nullpunkt jederzeit leicht kontrolliert und durch Verändern eines als Nullpunktsteller dienenden, stetig regelbaren Hilfswiderstandes in einfacher Weise nachgestellt werden kann. Die zweistufigen Anordnungen dürften für solche Sonderaufgaben in Betracht kommen, bei denen es weniger auf eine vorzügliche Konstanz des Nullpunktes als auf einen grossen Verstärkungsfaktor ankommt, beispielsweise auch für Relaiseinrichtungen, denen ein Ausgangsstrom von veränderlicher Richtung entnommen wird, wobei der Ausgangsstrom dem Eingangsstrom in bezug auf Grösse und Richtung entspricht.

$I_D = I_B' - I_B''$ Eingangsstrom der Ausgangsstufe

Bild 20 Funktionsbildung eines zweistufigen [illegible] mit Gleichrichtern, der aus zwei symmetrischen [illegible] nach Bild 1 besteht.

Bild 21. Bauliche Ausführung eines nach Bild 15 bzw. 18 geschalteten einstufigen magnetischen Nullstrom-Verstärkers.

[illegible] $I_B = f(I_D)$ [illegible]

[illegible]

[illegible]

L_1', L_2' und L_1'', L_2''	gleichstromvormagnetisierte Drosselspulen der Eingangsstufe
L_3', L_4' und L_3'', L_4''	gleichstromvormagnetisierte Drosselspulen der Ausgangsstufe
G', G'', G_1' und G_1''	Kupferoxydul- oder Selen-Trockengleichrichter der Eingangsstufe
G_2' und G_2''	Kupferoxydul- oder Selen-Trockengleichrichter der Ausgangsstufe
T	Impulstransformator
R_F	Diode
T_D	Differenztransformator
I_B', I_B'' und $I_B = I_B' - I_B''$	Ausgangsströme
I_D	Eingangsstrom der Eingangsstufe

$I_D = I_g^1 - I_g^2$ Eingangsstrom der Ausgangsstufe

Bild 22. Zweiteilschaltung eines zweistufigen magnetischen Nullstrom-Verstärkers, der aus zwei symmetrischen Differenzschaltungen nach Bild 7 besteht.

Bild 23. Kennlinien $I_D = f(I_g)$ des zweistufigen magnetischen Nullstrom-Verstärkers in Zweiteilschaltung nach Bild 22 für die Stromeingangswiderstände $R_g = 100$ und 500 Ohm mit einem Verstärkungsfaktor von 10^7.

Anwendungsgebiete magnetischer Verstärker

Zahlreich sind die Anwendungsgebiete der beschriebenen magnetischen Verstärker; diese können in Verbindung mit Kompensations- und Brückenschaltungen aller Art, insbesondere auch bei sich selbsttätig abgleichenden Messbrücken und Kompensatoren, benutzt werden.

Bei den auf dem Prüfstandsverfahren /27/ beruhenden selbsttätigen Gleichstromkompensatoren, die bekanntlich zur leistungslosen Messung von Strömen und Spannungen und zum Messen von sehr kleinen, z.B. von elektrischen Messgeräten erzeugten Drehmomenten verwendet werden, kann man den einem Kompensationsverstärker /28/ mit Potometer- oder Photozellenanordnung oder dgl. entnommenen Gleichstrom den Steuerwicklungen des magnetischen Verstärkers zuführen; den Ausgangsgleichstrom dieses beispielsweise nach Bild 18 geschalteten Verstärkers kann man

zum Speisen des die zu messende Grösse anzeigenden, aufzeichnenden oder integrierenden Strommesser und des Kompensationswiderstandes verwenden. An letzteren wird die zur Kopensation der zu messenden Spannung dienende Vergleichsspannung oder der zur Kompensation des zu messenden Stromes bzw. Drehmomentes dienende Vergleichsstrom abgenommen.
Eine andere Möglichkeit besteht darin, den dem Kompensationsmessverstärker entnommenen und der zu messenden Grösse verhältnisgleichen Gleichstrom mit einem auf dem S c h l e i f d r a h t v e r f a h r e n § 29/ beruhenden selbsttätigen Gleichstromkompensator mit einem magnetischen Verstärker fortlaufend zu messen und an einer von einem Nullmotor gesteuerten und von einem konstanten Strom durchflossenen Schleifdrahtanordnung mit Anzeige- oder Schreibwert als Schleifdrahtlänge bzw. Ausschlagwinkel eines Schleifkontaktes lesbar abzubilden. Hierbei wird der dem Kompensationsmessverstärker entnommene Gleichstrom oder ein von ihm an einem Hilfswiderstand hervorgerufener Spannungsabfall oder die von ihm durch eine Messwicklung erzeugte elektromagnetische Wirkung selbsttätig kompensiert durch eine entsprechende, mit der Schleifdrahtanordnung stetig regelbare Vergleichsgrösse, wobei die beiden durch Strom-, Spannungs- oder Amperewindungsüberlagerung gegeneinander kompensierten Grössen gleichzeitig und in entgegengesetzten Sinne auf die Steuerwicklungen der beiden Drosselspulenpaare des magnetischen Nullstromverstärkers einwirken.

Die Steuerwicklungen der beschriebenen magnetischen Verstärker, die der Wicklung eines Nullgalvanometers entsprechen, können, wie dies in den beiden Anwendungsbeispielen nach Bild 17 und 20 dargestellt ist, aus einer einzigen Wicklungsgruppe bestehen, die von dem in dem Nullstromkreis der Kompensations- oder Brückenschaltung fliessenden Ausgleichstrom durchflossen wird. Um bei S u m m e n- und D i f f e r e n z s c h a l t u n g e n eine Summen- bzw. Differenzbildung von Strömen oder Spannungen zu ermöglichen, kann man die auf die Drosselspulenpaare des magnetischen Verstärkers gleichzeitig einwirkenden Steuerwicklungen durch mehrere magnetisch verkettete Wicklungsgruppen ersetzen, denen mehrere miteinander zu vergleichende Ströme einzeln zugeführt werden. Beispielsweise können diese den zwei [illegible]

ähnlich wie bei einem Differentialgalvanometer aus zwei gleichartigen Wicklungen, z.B. aus zwei isolierten, gleichzeitig aufgewickelten Drähten, bestehen, in denen zwei miteinander zu vergleichende Ströme, etwa die beiden Zweigströme einer Differenzschaltung, fliessen. Bei Gleichheit dieser beiden Ströme sind die resultierenden Amperewindungen der Steuerwicklungen und der Ausgangsstrom des magnetischen Verstärkers gleich null; andernfalls ergibt sich ein an den Bürdenwiderstand durchfliessender Ausgangsstrom, der hinsichtlich Grösse und Richtung der jeweiligen Differenz dieser beiden Ströme entspricht. Derartige Schaltungen sind auch für F e r n m e s s u n g e n /30/ verwendbar.

Die Anwendungsmöglichkeiten der beschriebenen, an sich als Gleichstromverstärker wirkenden magnetischen Verstärker erstrecken sich auch auf viele Gebiete der W e c h s e l s t r o m - m e s s t e c h n i k . Hier können die verschiedenartigen Wechselstromgrössen nach ihren Wirk- und Blindkomponenten mit phasenabhängig arbeitenden Gleichrichteranordnungen in entsprechende Gleichstromgrössen umgeformt und dann mit den erwähnten, für Gleichstrommessungen üblichen Verfahren gemessen werden.

ZUSAMMENFASSUNG

Durch besondere Schaltungsanordnungen mit entsprechend bemessenen gleichstromvormagnetisierten Drosselspulen ist es möglich, mit verhältnismässig schwachen Gleichströmen bedeutend stärkere Wechselströme gesetzmässig zu verändern und auf diese Weise eine Verstärkerwirkung zu erreichen. Hierbei ist der Verstärkungsfaktor definiert durch das Verhältnis zwischen der dem Stromverbraucher, z.B. Glühlampe, Relais oder Messgerät, zugeführten Ausgangsleistung und der aus der Stärke des Steuergleichstromes und dem Widerstand der Steuerwicklung sich ergebenden Eingangsleistung.

Nach einem geschichtlichen Überblick über die Entwicklung dieser mit gleichstromvormagnetisierten Drosselspulen arbeitenden sogenannten magnetischen Verstärker, die vielfach auch Eisenverstärker genannt werden, werden folgende Ausführungsarten von magnetischen Verstärkern und ihre Einflussgrössen beschrieben:

1. Als kontaktfreies Relaiswirkende magnetische Verstärker, mit denen durch Ein- und Ausschalten oder durch Verändern eines den Steuerwicklungen zugeführten Eingangsstromes ein bedeutend stärkerer Ausgangsstrom gesetzmässig beeinflusst und beispielsweise mit einer Eingangsleistung von etwa 1 bis 5 mW eine Ausgangsleistung von etwa 0,5 bis 1 W gesteuert werden kann. Die zwischen dem Eingangs- und Ausgangsstrom bestehende Gesetzmässigkeit erfährt durch die in Betracht kommenden Einflussgrössen keine praktische unzulässige Störung, zumal es bei der Verwendung eines magnetischen Verstärkers als Relais lediglich darauf ankommt, dem im Ausgangsstromkreis liegenden Gerät bei einem bestimmten Wert des Eingangsstromes einen zum sicheren Ansprechen dieses Gerätes ausreichenden Ausgangsstrom zur Verfügung zu stellen.

2. Magnetischer Messverstärker, der ermöglicht, einen z.B. einem Drehspul-Tintenschreiber oder Gleichstrom-Amperestundenzähler zuzuführenden Ausgangsstrom zu erzeugen, der praktisch nur vom Eingangsstrom abhängig ist, von den verschiedenartigen Einflussgrössen jedoch nur in sehr geringem Masse, etwa ± 1 bis 3 % vom Sollwert, beeinflusst wird. Zur Beseitigung des Spannungseinflusses ist ein kleiner elektromagnetischer Spannungsgleichhalter vorgesehen, der auch den Einfluss von Frequenzschwankungen nahezu ausgleicht. Um den hauptsächlich durch den im Rückkopplungsstromkreis liegenden Kupferoxydul- oder Selen-Trockengleichrichter hervorgerufenen Temperatureinfluss, der auch durch besondere Zusatzschaltungen mit temperaturempfindlichen Hilfswiderständen nicht in ausreichendem Masse ausgeglichen werden kann, auf die bei einem Messverstärker zulässige Grösse zu bringen, wurden dieser Gleichrichter durch einen synchron erregten Schaltgleichrichter ersetzt, der bekanntlich keinen störenden Temperatureinfluss verursacht, wenn seine Erregerwicklung von einem Strom durchflossen wird, dessen Phasenlage temperaturunabhängig ist.

3. Erste Ausführungsart eines einstufigen magnetischen Nullstrom-Verstärkers. Für mit einem Wechselstrom-Nullmotor (Induktionsmessgerät-Messwerk) arbeitende selbsttätige Messbrücken und Kompensatoren, der bei einer Gleichstrom-Eingangsleistung von etwa 1 mW voll ausgesteuert ist und hierbei eine Wechselstrom-Ausgangsleistung von etwa 0,5 W zu entnehmen gestattet, wobei der Ausgangsstrom in bezug auf Grösse und Richtung bzw. Phasenlage dem Eingangsstrom (Nullstrom) entspricht. Bei kleinen Aussteuerungen bzw. geringen Abweichungen vom Kompensationszustand ist der Verstärkungsfaktor gleich 1000 bis 3000. Die Auswirkung der verschiedenartigen Einflussgrössen auf die Nullpunktsicherheit liegt innerhalb der praktisch zulässigen Grenzen.

4. Zweite Ausführungsart eines einstufigen magnetischen Nullstrom-Verstärkers für mit einem Gleichstrom-Nullmotor (Drehspul-Messwerk ohne mechanische Richtkraft) arbeitende selbsttätige Messbrücken und Kompensatoren, der bei einer Gleichstrom-Eingangsleistung von etwa 5 Mikrowatt voll ausgesteuert ist und hierbei eine Gleichstrom-Ausgangsleistung von etwa 5 mW zu entnehmen gestattet, wobei der Ausgangsstrom in bezug auf Grösse und Richtung dem Eingangsstrom (Nullstrom) entspricht. Bei kleinen Aussteuerungen bzw. geringen Abweichungen vom Kompensationszustand ist der Verstärkungsfaktor gleich 6000 bis 10 000. Die Auswirkungen der verschiedenartigen Einflussgrössen auf die Nullpunktsicherheit liegt auch hier innerhalb der praktisch zulässigen Grenzen.

5. Zweistufige magnetische Nullstrom-Verstärker zur Lösung von solchen Sonderaufgaben, bei denen es weniger auf eine vorzügliche Konstanz des Nullpunktes als auf einen sehr grossen Verstärkungsfaktor ankommt, z.B. für kurzseitige Messungen oder für Relaiseinrichtungen. Derartige Anordnungen (Kaskadenschaltungen) bringen den Verstärkungsfaktor 10^7, der mit einem zweistufigen magnetischen Verstärker erstmalig erreicht werden konnte.

Die beschriebenen magnetischen Verstärker, die zahlreiche Anwendungsgebiete in der Mess- und Regeltechnik haben, bieten die wertvolle Möglichkeit, einerseits die durch Einführen der Elektronenröhre in die Mess- und Regeltechnik gebrachten Vorteile mit Ersatz der intermittierend arbeitenden Verfahren durch stetige beizubehalten, andererseits über die mit Verstärkerröhren auf manchen Anwendungsgebieten verbundenen Unannehmlichkeiten, wie begrenzte Lebensdauer der Röhren, Nachteile der Röhren bei rauhen Betriebsverhältnissen, Schwierigkeiten beim Verstärken kleiner Gleichspannungen, zu vermeiden. Die magnetischen Verstärker, die rein elektrisch, also ohne irgendwelche mechanisch bewegten Teile, geräuschlos arbeiten, keinerlei Abnutzung unterworfen sind und sich somit durch besondere Zuverlässigkeit und Betriebssicherheit auszeichnen, dürften daher für die Mess- und Regeltechnik eine grosse Bedeutung erlangen.

Literaturverzeichnis

/1/ G. [illegible], Gleichstromvormagnetisierte Drosselspulen. ETZ 58 (1937) S. 997 u. 999. - Beitrag zur qualitativen Theorie gleichstromvormagnetisierter Eisen-Drosselspulen. Arch. Elektrotechn. 29 (1937) S. 41. W. BÜNNCK. Der Kennlinienlauf einer Eisenkernspule mit überlagerter Gleichstromvormagnetisierung. Arch. Elektrotechn. 32 (1938) S. 428. Th. WASSMAB, Zur qualitativen Theorie gleichstromvormagnetisierter Eisendrosseln. Arch. Elektrotechn. 31 (1937) S. 814. W. [illegible], Überschlägige Berechnung von gleichstromvormagnetisierten Drosseln. Arch. Elektrotechn. 33 (1939) S. 587. K. [illegible]. Die Verstärkerdrossel. Arch. Elektrotechn. 33 (1939) S. 777.

/2/ J. [illegible], DRP 149 [illegible] vom 26. VIII. 1902.

/3/ J.M.A. JOLY, Franz. Patent Nr. 418 909 vom 22. XII. 1910 und Ind. electr. 14 (1911) S. 195.

/4/ G. VALLAURI, ETZ 32 (1911) S. 988 und Electrician 68 (1912) S. 582.

/5/ Arch. Elektrotechn. 2 (1914) S. 343.

/6/ E. [illegible], DRP 272 748 vom 21.8.1913 und EPB 40 (1919) S. 496; vergl. auch G. ARNATH, Arch. techn. Messen, Blatt V 3212 (Dezember 1932).

/7/ K. [illegible], Arch. techn. Messen, Blatt V 3216 bis 1 (August 1933).

/8/ E. KRAMER, ETZ 58 (1937) S. 1309; 59 (1938) S. 1295 und Arch. techn. Messen, Blatt V 3213 bis 3 (November 1939).

/9/ H. RITZ, Arch. techn. Messen, Blatt V 3213 bis 2 (September 1938)

/10/ E.F.W. ALEXANDERSON, USA. Patente Nr. 1206 643 vom 7.12.1912 und Nr. 1 328 610 vom 21.1.1916; vergl. auch DRP 305 162 vom 2.5.1917 und DRP 615 136 vom 28.1.1930. E.F.W. ALEXANDERSON und S.P. NIXDORFF, Proc. Institute Radio Engrs., N.Y. 4 (1916) S. 101.

/11/ L. KÜHN, ETZ 35 (1914) S. 816 und Zb. drahtlose Telegr. 9 (1915) S. 502; vergl. auch A. FUTER, Elektr. Nachr.-Techn. 2 (1925) S. 96; A. ROHN, Hochfrequenz-Messtechnik, 2. Aufl., Verlag J. SPRINGER, Berlin 1928, S. 77.

/12/ L. MANDELSTAM und N. PAPALEXI, DRP 496 vom 22.IX 1927; vergl. J. ZENNECK, Messbrücken und Kompensatoren. Band 1, Verlag R. OLDENBOURG, München und Berlin 1935, S. 238.

/13/ Th. THOMAS, USA-Patent Nr. 1 730 254 vom 3. V. 1928; vergl. auch DRP 678 475 vom 23.4.1929.

/14/ M. STERNBECK und O. SCHMUTZ, Siemens- Z. 15 (1935) S. 201.

/15/ A.S. Fitzgerald, Electr. Wld. N.Y. 107 (1937) S. 1592 und Electronics N.Y. 10 (1937) S. 28; Referat in ETZ 59 (1938) S. 1221. Vergl. auch DRP. 650 553 vom 1.7.1933 (Priorität Grossbritannien vom 1.VII. und 3.XII. 1932 und 3.XII. 1932) und Franz. Patent Nr. 796 675 vom 23.7.1935 (Priorität V.S. Amerika vom 23.VII. 1934).

/16/ S. ARIMATH, Messung von Gleichströmen durch Vormagnetisierung von Wechselstrom-Drosseln. Arch. techn. Messen, Blatt V 3210 bis 1 (März 1935); vergl. auch: DRP 386 352 vom 1.IX.22

/17/ P.H. DOWLING, USA-Patent Nr. 1 739 579 vom 20.VI. 1928; O. SCHMUTZ, DRP 667 679 vom 28.VIII. 1932; R.T. BURGE, USA-PATENT Nr. 2.164 383 vom 29.XII.1934; Franz-Patent Nr. 831 459 vom 30.XII.1937 (Priorität USA vom 2.1.1937); Schweiz-Patent Nr. 200 465 vom 2.VI. 1937 (Priorität Schweden, 10.XII.1936); Brit.-Patent Nr. 499 960 vom 15.VI. 1937 (Priorität Schweden, 10.VII.1936); Franz.-Patent Nr. 842 672 vom 18.II.1938.

/18/ Vergl. G. HAUFFE, ETZ 58 (1937) S. 938.

/19/ Vergl. G. HAUFFE, ETZ 58 (1937) S. 939.

/20/ Vergl. P. GEYGER, Selbsttätige Strom- und Spannungsregler, Beschreibung, Eigenschaften und Fortschritte der elektromagnetischen Verfahren. Arch. techn. Messen, Blatt J 062-7 (November 1937), J 062-8 (Dezember 1934), J 062-15 (Februar 1937), und Elektromagnetische Spannungs- Gleichhalter für Messzwecke. Siemens-Z. 15 (1935) S. 464.

/21/ Vergl. H. PFANN MÜLLER, Mechanische Gleichrichter für Messzwecke. Arch. techn. Messen, Blatt Z 540 - 1 (Februar 1932).

/22/ Vergl. W. GEYGER, Gleichstrom-Kompensatoren mit selbsttätiger Abgleichung. Arch. techn. Messen, Blatt J 932 - 1 (März 1936) und J 932 - 2 (Mai 1936); F. SCHÜTZ, Kompensationsgeräte mit selbsttätiger Abgleichung. Arch. techn. Messen Blatt J 034 - 1 (Dezember 1936) und J 034 - 4 (Juni 1937).

/23/ Vergl. W. GEYGER, Selbsttätige Abgleichung von komplexen Kompensation- und Brückenschaltungen mit phasenabhängigen Nullmotoren. Arch. Elektrotechn. 29 (1935) S. 842. - Ein neuer Kompensations-Schnellschreiber für Gleichstrommessungen. Arch. Elektrotechn. 29 (1935) S. 850. - Ein einfacher Kompensator - Schnellschreiber für Gleichstrom-Messungen. Wiss. veröff. Siemens-Werk XV (1936) S.109.

/24/ Vergl. L.MERZ, Theorie der selbstkompensierenden Gleichstrom- Verstärker mit direkt wirkender mechanischer Steuerung. Arch. Elektrotechn. 31 (1937) S. 1.

/25/ Vergl. L.MERZ, u.H. NIEPEL, Messung kleiner Ströme und Spannungen und kleiner Längenänderungen mit dem bolometrischen Kompensator. Wiss.Veröff. Siemens-Werk XVIII/2 (1939) S. 23.

/26/ Vergl. H. PFANNMÜLLER, Elektrische Messgleichrichter. Arch. techn. Messen, Blatt Z 50 - 1 (Mai 1937).- Kupferoxydul-Gleichrichter für Messzwecke. Arch.techn. Messen Blatt Z 52 - 2 (September 1937).

/27/ Vergl. W. GEYGER, Gleichstrom-Kompensatoren mit selbsttätiger Abgleichung, Strommesser-Verfahren, Arch.techn. Messen Blatt J 932 - 2 (Mai 1936).

/28/ Vergl. z.B. H. SALI, Bolometer-Verstärker, Arch. techn. Messen Blatt Z 64 - 1 (August 1934); L.MERZ, Bolometer-Verstärker, Neuerungen. Archn. techn. Messen, Blatt Z 64-2 (Februar 1937); L. MERZ, Licht-elektrische Gleichstrom-Verstärker, Arch. techn. Messen, Blatt Z 64 - 3 (Dez.1937); L.BRANDENBURGER, Gleichstrom-Verstärker mit durch Hochfrequenz gesteuertem Kegelorgan, Arch. techn. Messen Blatt Z 634 - 3 (November 1936); J. JÖRGE, VDE-Nachberichte 10 (1938) S. 111 bis 113, L.BRANDENBURGER. JÖRG, Siemens-Z. 20 (1940) S. 93.

/29/ Vergl. GEYGER, Gleichstrom-Kompensatoren mit selbsttätiger Abgleichung, Schleifdraht-Verfahren, Arch.techn. Messen Blatt J 932 - 1 (März 1936).

/30/ Vergl. W.GEYGER, Fernübertragung von Messwerten mit Widerstands-Gebern, Kompensationsverfahren, Arch. techn.Messen, Blatt V 3821 - 3 (Februar 1936).

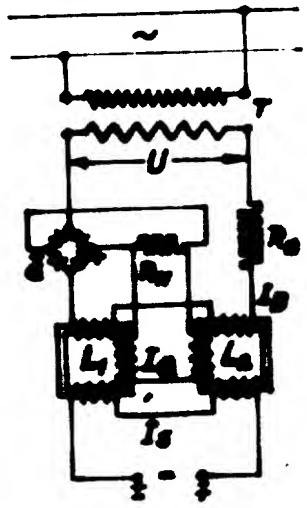


Bild 1.

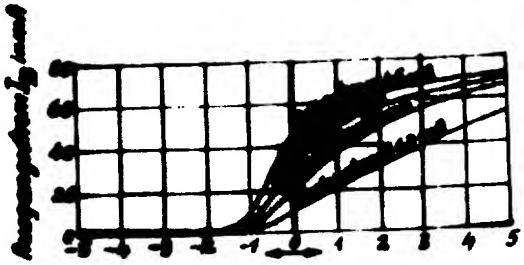


Bild 3.

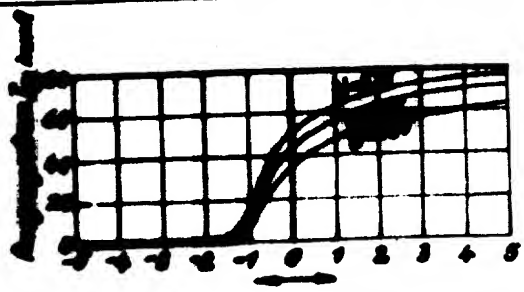


Bild 2.

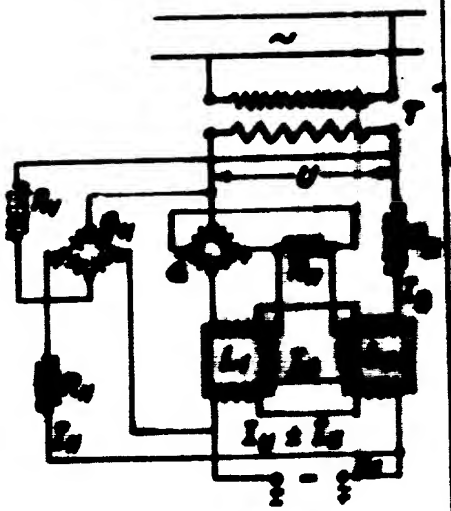


Bild 4.

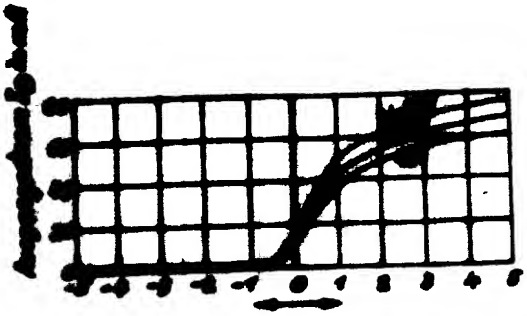


Bild 7.

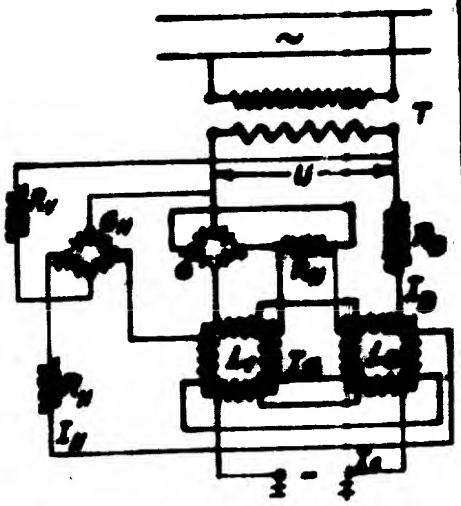


Bild 5.

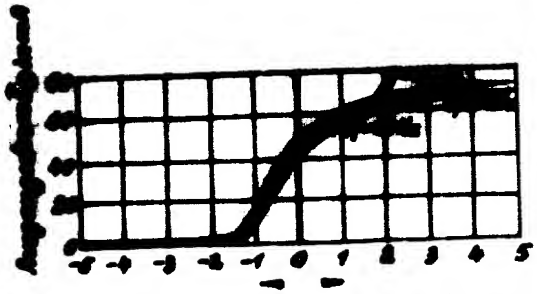


Bild 8.

Bild 6.

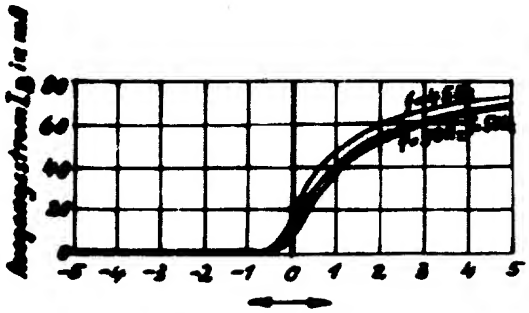


Bild 9.

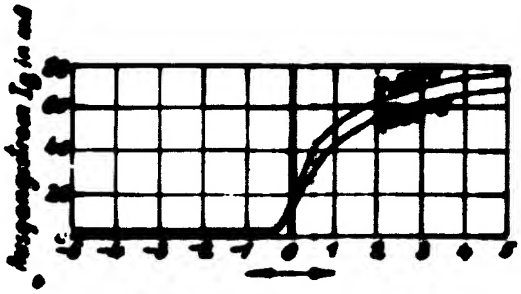


Bild 10.

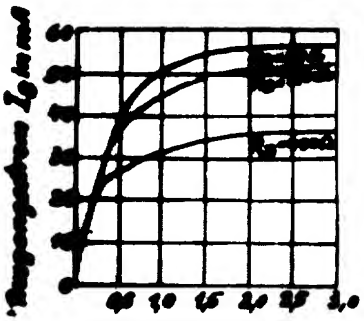


Bild 12.

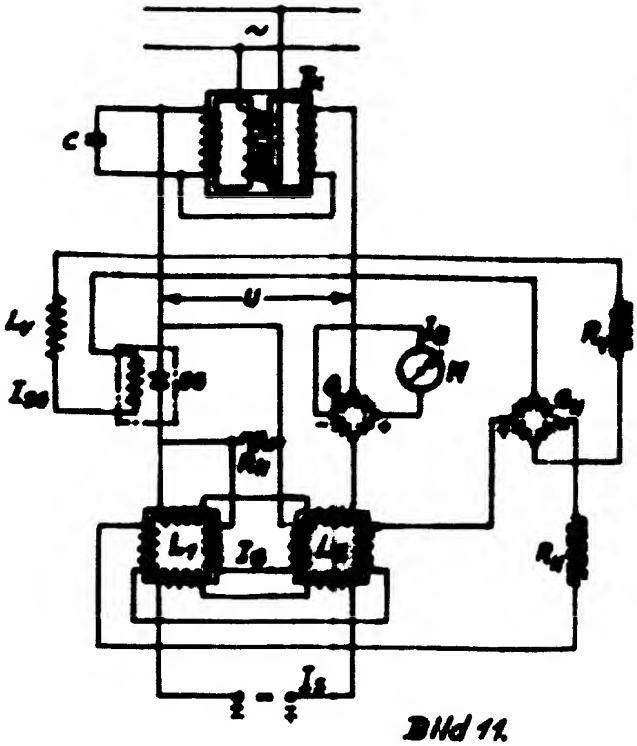


Bild 11.

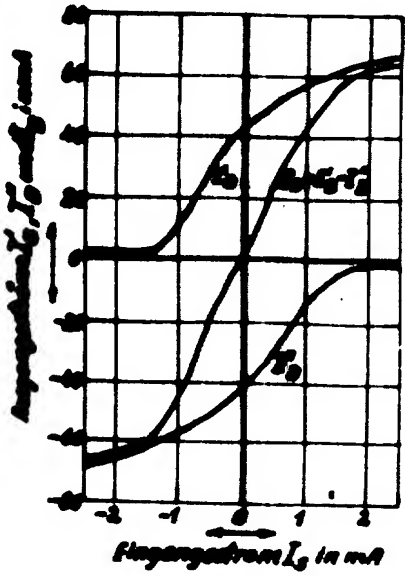


Bild 14.

Bild 17.

Bild 16.

Bild 15.

Bild 13.

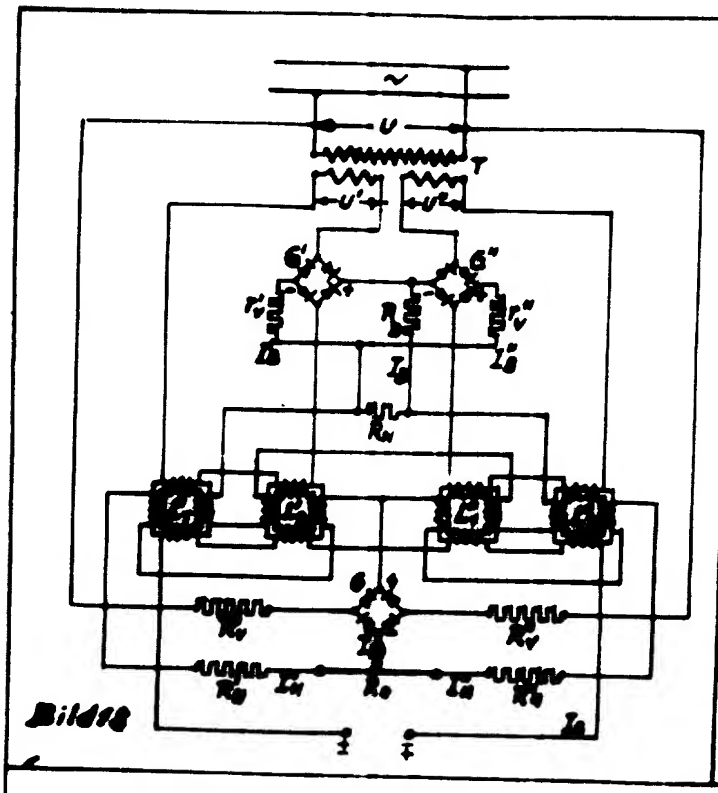


Bild 18

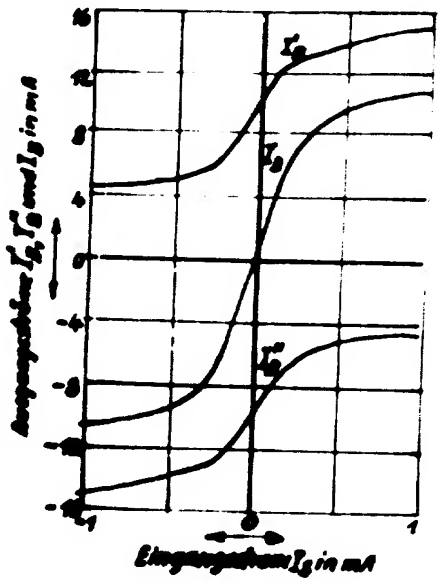


Bild 19.

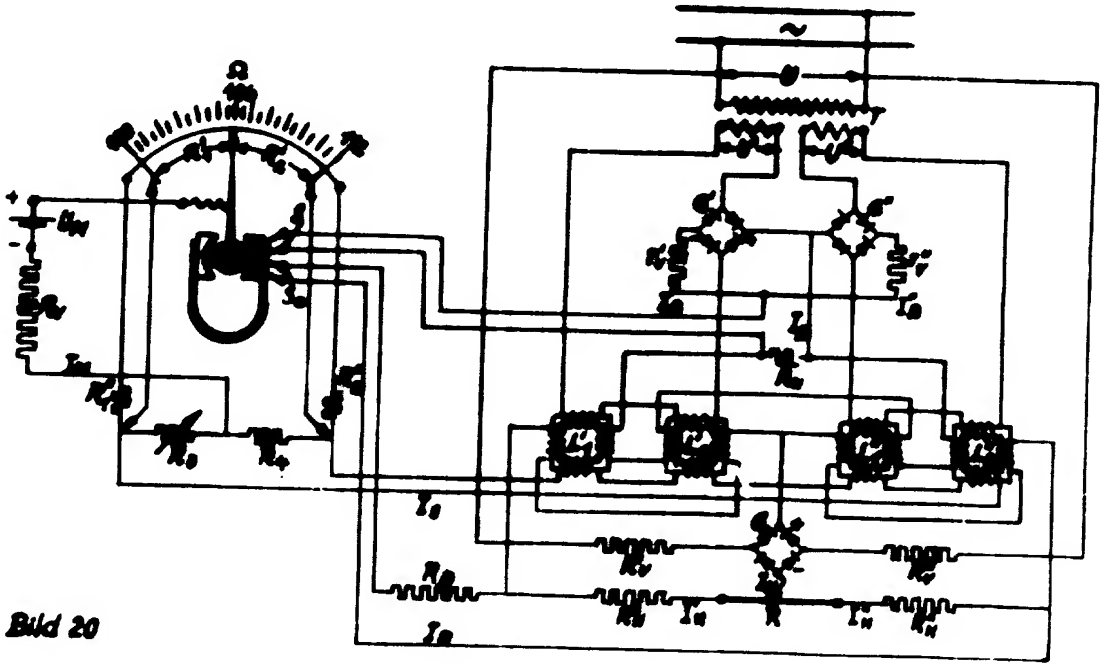


Bild 20

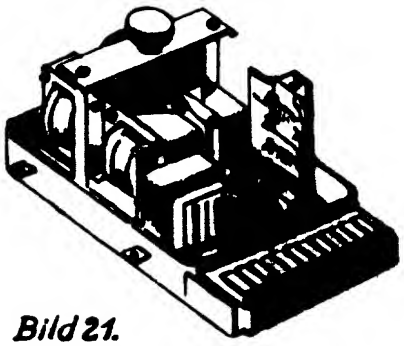


Bild 21.

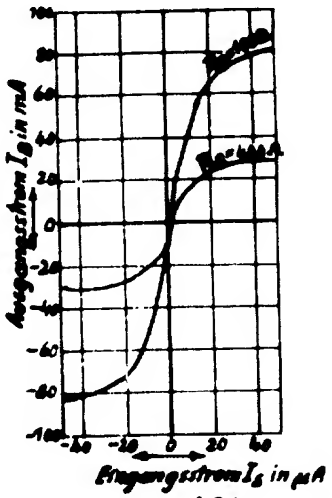


Bild 23.

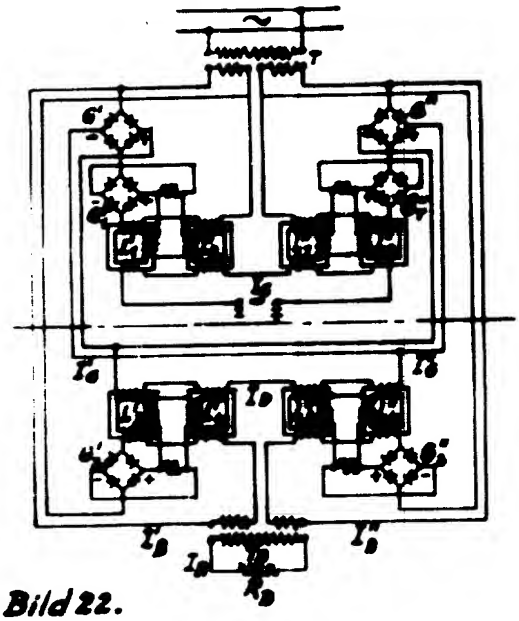


Bild 22.

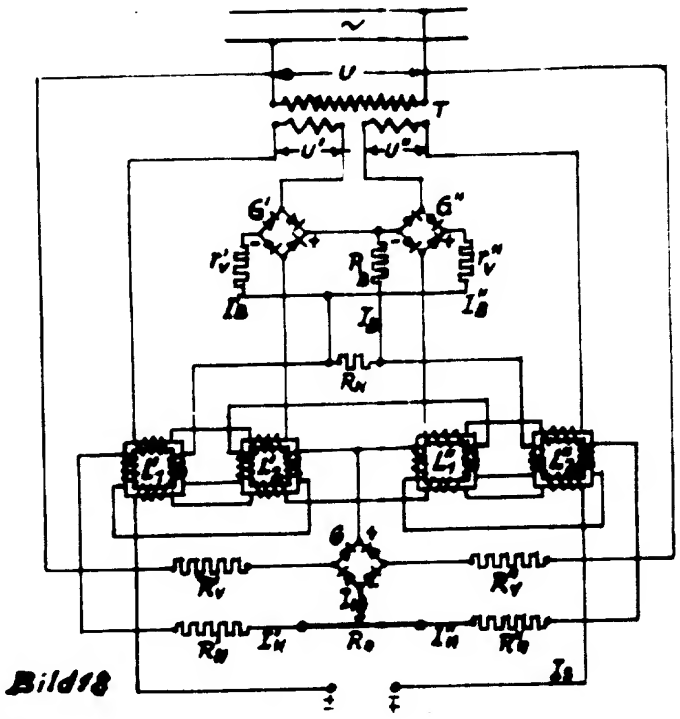


Bild18

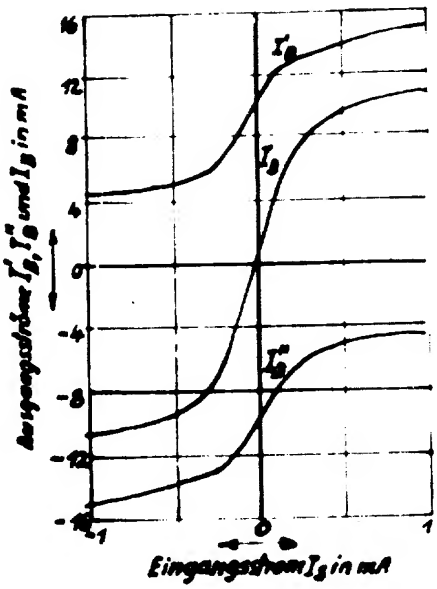


Bild19.

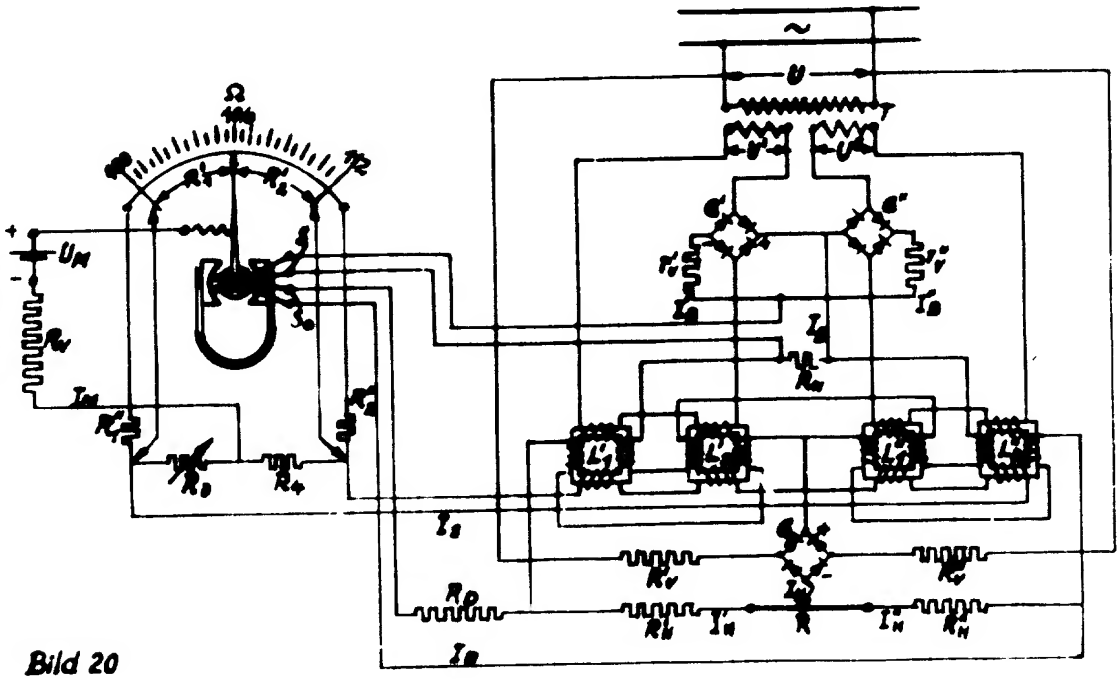
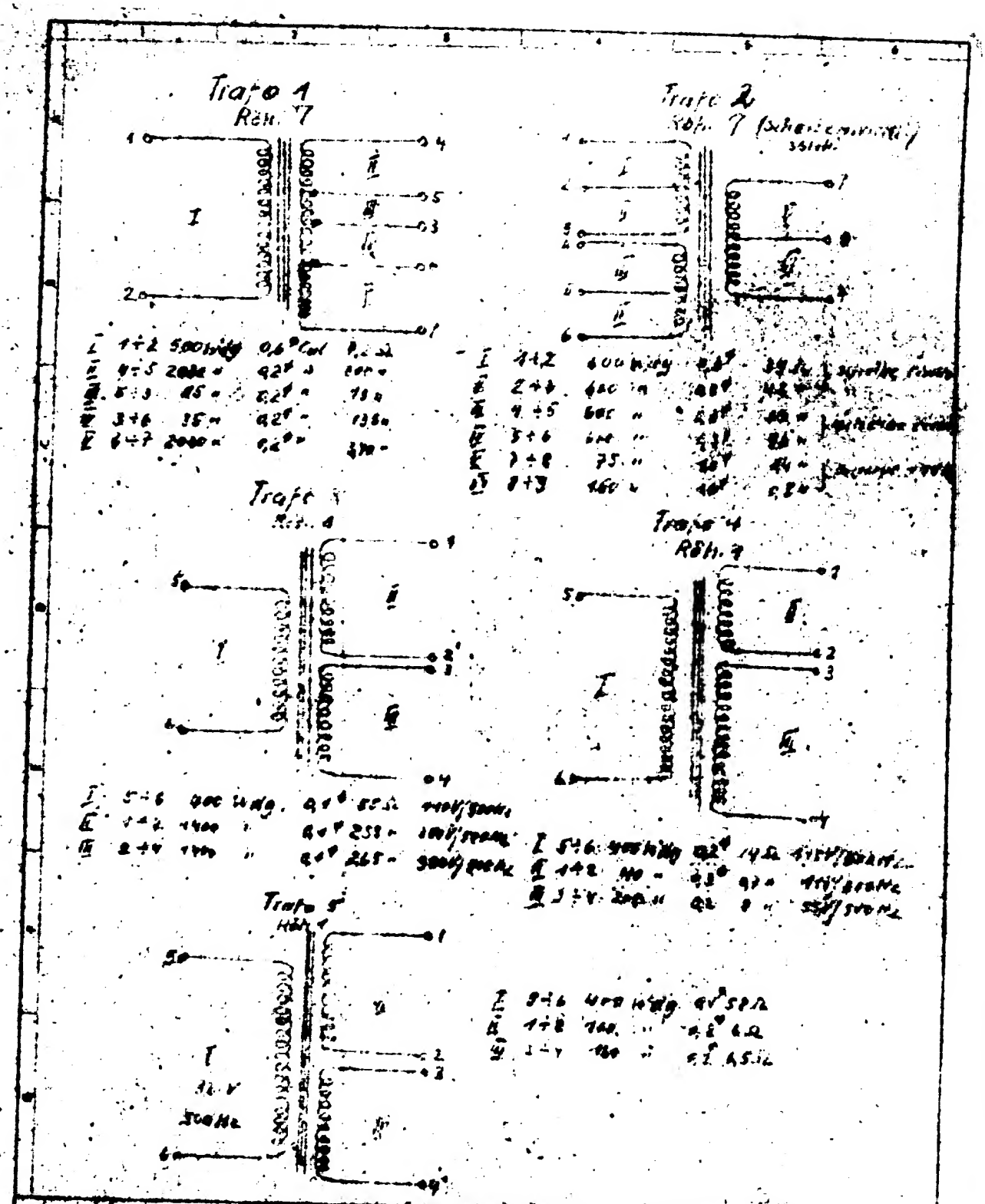
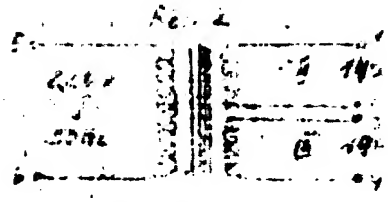
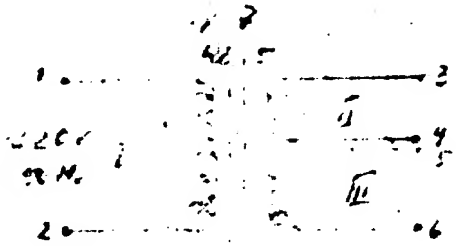


Bild 20







Fertiggewicht | Werkstoff | Fertigungsart

Datum | Name | Zeichnungs-Nr

Geprüft

Norm geprüft

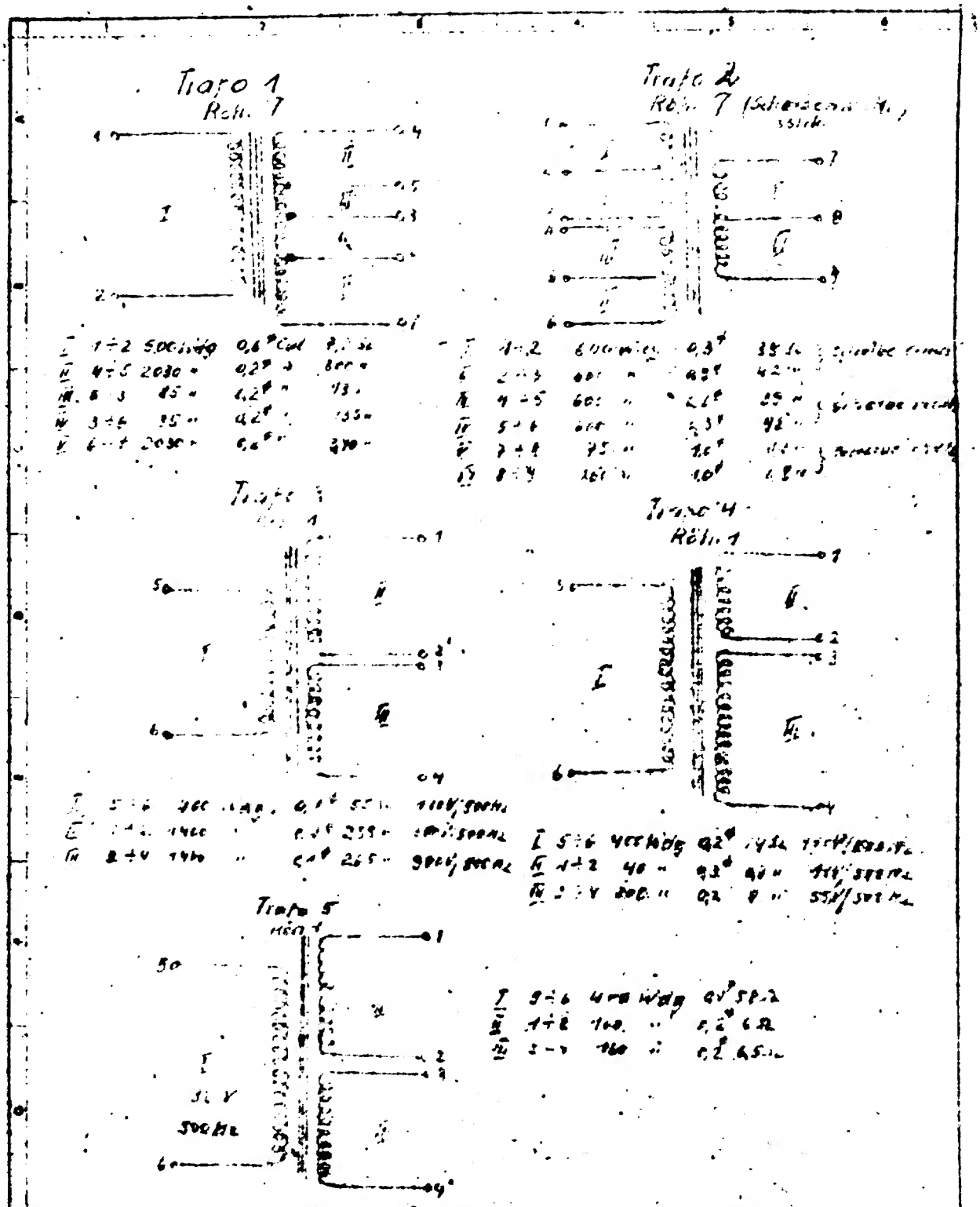
Ersatz für

Maße nicht

Registratur Eingang

Benennung

Erste große Verwendung

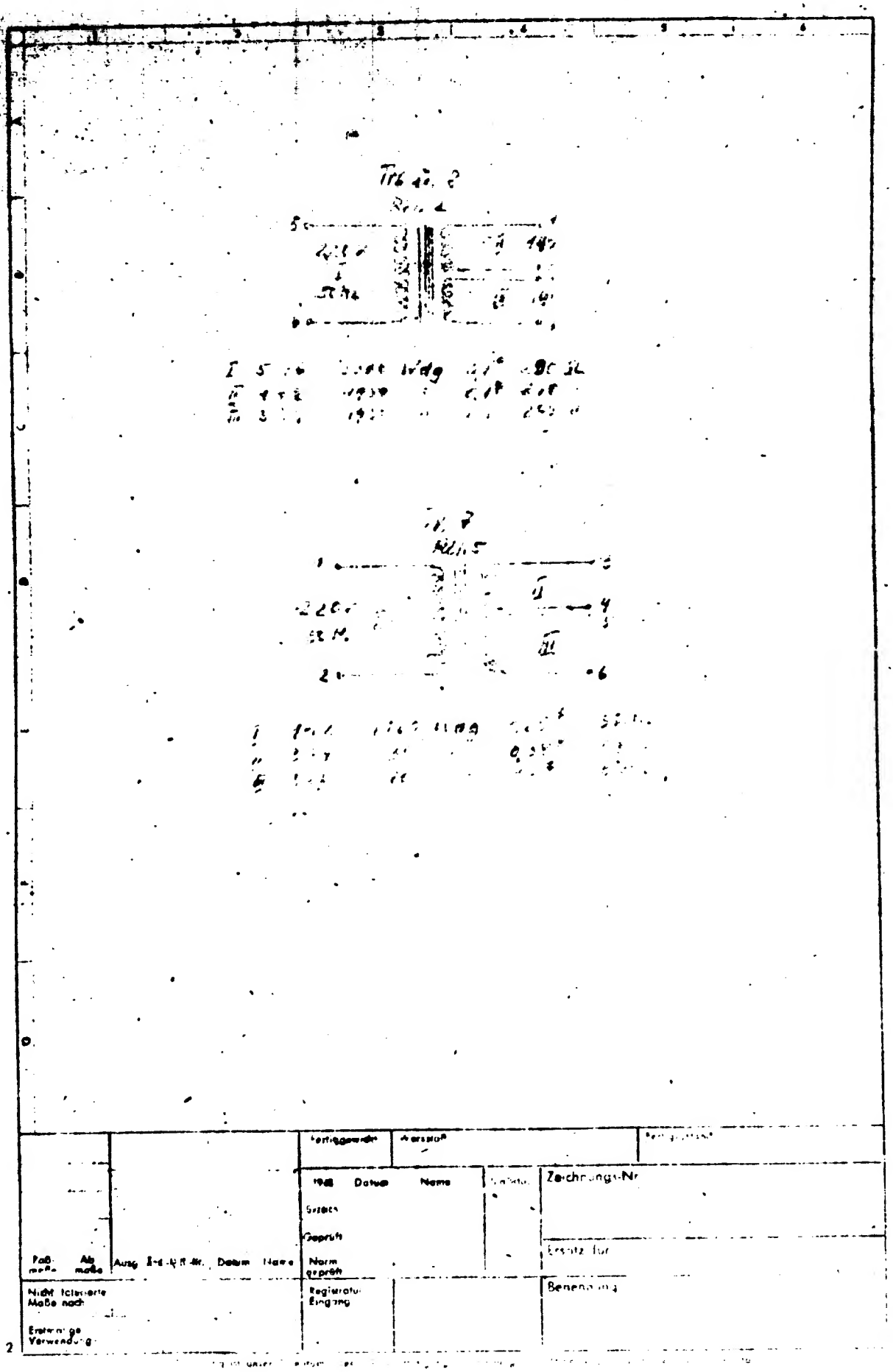


Fertigungsmittel | Werkstoff | Fertigungsmittel

Zeichnungs-Nr.

Ersatz für

Benennung



25X1A

Approved For Release 2001/12/05 : CIA-RDP83-00415R005300090003-0